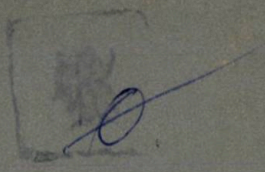
F2642

9-04-001



BULETINUL ŞTIINŢIFIC ŞI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC
TIMIŞOARA

L 023726

SERIA

ELECTROTEHNICA

Tomul 15 (29) Fascicola 1

IANUARIE — IUNIE
1 9 7 0

BULETINUL ŞTIINŢIFIC ŞI TEHNIC AL INSTITUTULUI POLITEHNIC TIMIŞOARA

SERIA ELECTROTEHNICĂ

Tomul 15 (29) Fascicola 1

IANUARIE—IUNIE
1970

COLEGIUL DE REDACȚIE

Prof. ing. GH. SILAȘ, (redactor șef), prof. ing. C-TIN AVRAM, m. c. al Academiei R.S.R., prof. dr. ing. I. ANTON, m. c. al Academiei R.S.R., prof. dr. ing. M. BORNEAS, prof. dr. ing. M. BRAȘOVAN, prof. ing. V. COCHECI, Academician prof. dr. doc. C. DRAGULESCU, prof. dr. O. EM. GHEORGHIU, prof ing. V. GHEORGHIU, prof. ing. GH. SAVII, prof. ing. D. MATEESCU, prof. dr. ing. I. NOVAC.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. M. BRAȘOVAN, (redactor responsabil), prof. dr. ing. I. NOVAC, (redactor responsabil adjunct), prof. dr. ing. N. BOGOEVICI, șef lucr. ing. O. CRIȘAN, prof. dr. ing. T. DORDEA, conf. dr. ing. T. MUREȘAN, prof. ing. A. ROGOJAN, prof. dr. ing. I. SUCIU, conf. dr. ing. V. VAZDAUȚEANU (secretar de redacție).

BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC TIMIȘOARA

SERIA ELECTROTEHNICĂ

Tomul 15 (29) Fasc. 1. Ianuarie—Iunie 1970

SUMAR:

I. De SABATA: Teorema reciprocității în cîmpuri magnetice staționare sau cuasistaționare 7

I. POPA: Contribuții la studiul registrelor de deplasare monotact cu ferite 17

EMILIA CONSTANTIN: Cercetări privind calculul numeric al supratensiunilor de comutație pe linii de transport 29

V. PETRESCU, M. CREȚU: Posibilități de măsurare directă a frecvenței prin metoda curenților sau tensiunilor în cuadratură 39

I. NOVAC, B. OPRENDECK: Considerații privind posibilitățile de realizare a unui grup asincron generator sincron caracterizat printr-o funcționalitate determinată 47

A. CIMPEANU: Asupra cuplului componentei aperiodice a curentului statoric al mașinii sincrone 57

I. SORAN, I. BOLDEA: Metoda grafo-analitică pentru studiul caracteristicilor mașinii asincrone cu rotor masiv 61

T. MUREȘAN: Traductor numeric-analogic turație-tensiune 69

I. HOFFMAN: Efectul zgomotului de măsurare asupra extrapolării sarcinii într-un sistem energetic 77

C. STRUGARU: Minimizarea microprogramelor folosind tehnica microsubprogramelor 87

I. HEINRICH, CORNELIA IVAȘCU, O. CRIȘAN, M. NEMEȘ: Studiu pe model al supratensiunilor de comutație pe o linie de 400 kV .. 99

ȘT. BARTZER, E. SERACIN: Considerații asupra aplicării metodei cuplului echivalent 107

I. ȘORA: Influența coeficientului de formă al diagramei de încărcare asupra valorilor nominale ale randamentului și factorului de putere al motorului asincron 115

NOTE

CORNELIA IVAȘCU: Considerații privind studiul influenței caracteristicii consumatorilor asupra stabilității statice a sistemelor electroenergetice 123

M. TĂNASE: Uniformizarea magnetizării tablelor feromagnetice în aparatele pentru măsurarea pierderilor în table întregi 131

M. PRODAN: Considerații asupra modificării vitezei motoarelor asincrone, în scurtcircuit, alimentate prin impulsuri 137

INFORMAȚII

Teze de doctorat susținute la Facultatea de electrotehnică.

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ БЮЛЛЕТЕНЬ
ТИМИШОАРСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

СЕРИЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Том. 15 (29). Выпуск 1. Январь—июнь 1970

СОДЕРЖАНИЕ

И. ДЕ САБАТА, Теорема взаимности в стационарных или квазистационарных магнитных полях 7

И. ПОПА, К исследованию однотактных регистров сдвига с ферритами 17

ЕМИЛИЯ КОНСТАНТИН, Исследования по численному расчету коммутационных перенапряжений линий передачи электроэнергии 29

В. ПЕТРЕСКУ, М. МРЕЦУ, Возможности непосредственного измерения частоты по методу токов или напряжений в квадратуре . . 39

И. НОВАК, Б. ОПРЕНДЕК, О возможности осуществления агрегата асинхронный двигатель-генератор, характеризуемого определенной многообразностью работы 47

А. КЫМПЯНУ, В связи с моментом апериодической составляющей статорного тока синхронной машины 57

И. СОРАН, И. БОЛДЯ, Графо-аналитический метод для исследования характеристик асинхронной машины с массивным ротором . . 61

Т. МУРЕШАН, Цифровой-аналогичный преобразователь числа оборотов в напряжение 69

И. ГОФФМАН, Влияние измерительного шума на экстраполяцию нагрузки в энергетических системах 77

К. СТРУГАРУ , Минимализация микропрограмм используя технику микроподпрограмы 87

И. ГЕЙНРИХ, КОРНЕЛИЯ ИВАШКУ, О. КРИШАН, М. НЕМЕШ, Модельное исследование переключающих перенапряжений на линии в 400 кв 99

Ш. БАРЦЕР, Е. СЕРАЧИН, О применении метода эквивалентного момента при расчете на нагрев приводных электродвигателей . 107

И. ШОРА, Влияние коэффициента формы нагрузочной диаграммы на номинальные значения к.п.д. и коэффициент мощности асинхронных двигателей 115

ЗАМЕТКИ

КОРНЕЛИЯ ИВАШКУ, К изучению влияния характеристики потребителей на статическую устойчивость электроэнергетических систем 123

М. ТАНАСЕ, Равномерное намагничивание ферромагнитных листов в аппаратах для измерения потерь в железе в случае цельных листов 131

М. ПРОДАН, В связи с изменением скорости асинхронных короткозамкнутых двигателей питаемых импульсами 137

ИНФОРМАЦИЯ

Докторские диссертации защищенные на Электротехническом факультете.

BULLETIN SCIENTIQUES ET TECHNIQUE DE
L'INSTITUT POLYTECHNIQUE DE TIMIŞOARA

SÉRIE ELECTROTECHNIQUE

Tome 15 (29) Fasc. 1. Janvier—Juin 1970

SOMMAIRE

I. DE SABATA : La théorème de la réciprocité en champs magnétiques stationnaires ou quasi-stationnaires 7

I. POPA : Contributions to the study af shift registers with one ferrite core per bit 17

EMILIA CONSTANTIN : Beitrag zum numerischen Berechnen von Schalüberspannungen auf Hochspannungsleitungen 29

V. PETRESCU, M. CREŢU · Posibilities of direct measuring the frequency by means of the quadrature currents and tensions technique 39

I NOVAC, V. OPRENDECK : Betrachtungen über die Ausführungsmöglichkeiten eines Asynchronmotor-Synchrogenerator-Satzes unter der Bedingung einer vielfachen Funktionalität 47

A. CIMPEANU : Über den Moment einer nichtperiodischen Komponente des Ständerstromes einer Synchronmaschine 57

I. SORAN, I. BOLDEA : Grafisch-analytische Methode für das Studium der Kennwerte der Asynchronmaschine mit masivem Rotor 61

T. MUREŞAN : Traducteur numérique-analogique nombre de tours-tension 69

I. HOFFMAN : The effect of measuring noise on the load extrapolation in a power system 77

C. STRUGARU : Micrograms minimization using the microsubprograms method 87

I. HEINRICH, CORNELIA IVAŞCU, O. CRIŞAN, M. NEMEŞ : Modellversuche der Schaltüberspannungen für eine 400 kW — Leitung 99

ŞT. BARTZER, E. SERACIN : Erwägungen über die Anwendung der Methode des äquivalenten Drehmoments für die thermische Bemessung elektrischer Antriebsmotoren 107

I. ŞORA : Der Einfluss des Formfaktors des Belastungsdiagramms auf die Nenwerte des Wirkungsgrads und Leistungsfaktors bei Asynchronmotoren 115

NOTES

CORNELIA IVAŞCU : Betrachtungen bezüglich des Studiums des Einflusses der Verbrauchcharakteristiken auf die statische Stabilität des Systems 123

M. TĂNASE : Uniformisierung der Magnetisierung in Geräten für Bestimmung der Eisenverluste in Ganztafelblechen 131

M. PRODAN : Considérations sur la modification de la vitesse des moteurs asynchrones en court-circuit, alimentés par des impulsions 137

INFORMATIONS

Thèse du doctorat soutennues ă la Faculté d'Électrotechnique

TEOREMA RECIPROCITĂŢII IN CIMPURI MAGNETICE STAŢIONARE SAU CUASISTAŢIONARE

DE

I. DE SABATA

1. INTRODUCERE

În teoria fenomenelor electrostatice teorema reciprocităţii, cunoscută şi sub numele de teorema lui Gauss sau a lui Green, este utilizată pentru a stabili unele proprietăţi ale cîmpului electrostatic [1], [4], [7]. Cu ajutorul ei se pot defini coeficienţii de influenţă şi cei de capacitate, se stabilesc ecuaţiile de capacitate ale lui Maxwell şi, de asemenea, se indică o metodă de rezolvare a unor probleme de cîmp care se pretează a fi aplicată la anumite configuraţii ale corpurilor conductoare [7].

În prezenta lucrare se demonstrează o teoremă de reciprocitate valabilă în cîmpurile magnetice staţionare sau cuasistaţionare. Cu ajutorul ei se definesc inductivităţile bobinelor şi ale circuitelor masive. Deşi expresiile obţinute pentru inductivităţi coincid cu cele cunoscute în literatură, noua definiţie care se dă inductivităţilor circuitelor masive prezintă inportanţă fiindcă nu face apel la noţiunea de „înlănţuire magnetică" a cărei înţelegere, pentru mediile masive, prezintă dificultăţi. Prin felul în care este pusă problema, teoria inductivităţilor are un caracter unitar.

Teorema menţionată mai permite să se definească noţiunea de reluctanţă magnetică a circuitelor magnetice masive şi deasemenea, din ea rezultă o nouă metodă de calcul a cîmpurilor magnetice staţionare sau cuasistaţionare ce se stabilesc în medii liniare, izotrope şi fără magnetizaţie permanentă.

2. TEOREMA RECIPROCITAŢII

Se consideră un cîmp magnetic stabilit într-un mediu neomogen, liniar şi fără magnetizaţie permanentă, caracterizat prin vectorul inducţie magnetică $\overline{B}$ şi vectorul intensitate de cîmp magnetic $\overline{H}$.

Fie o altă stare magnetică a aceluiaşi mediu caracterizată prin vectorii $\overline{B'}$ şi $\overline{H'}$.

În orice punct al cîmpului există relaţia:

$$\overline{B}\cdot\overline{H'}-\overline{B'}\cdot\overline{H}=0 \qquad (1)$$

fiindcă, în condiţiile impuse, $\overline{B'}=\mu\overline{H'}$ şi $\overline{B}=\mu\overline{H}$.

Rezultă deci, pentru orice volum V_Σ limitat de suprafaţa Σ, identitatea:

$$\int_{V_\Sigma} dv\, \bar{B}\cdot\bar{H}' = \int_{V_\Sigma} dv\, \bar{B}'\cdot\bar{H}. \tag{2}$$

Egalitatea (2) reprezintă prima formă a teoremei reciprocităţii. Ea poate fi transformată prin folosirea relaţiilor:

$$\bar{B} = \operatorname{rot} \bar{A}_B$$

şi

$$\bar{B}\cdot\bar{H}' = \bar{A}_B \operatorname{rot} \bar{H}' + \operatorname{div} \bar{A}_B \times \bar{B}'$$

unde $\bar{A}_B$ este potenţialul vector al cîmpului magnetic, şi prin utilizarea legii circuitului magnetic din fenomene cuasistaţionare:

$$\operatorname{rot} \bar{H}' = \bar{J}'$$

Cu acestea, primul membru al identităţii (2) se scrie în forma:

$$\int_{V_\Sigma} dv\, \bar{B}\cdot\bar{H}' = \int_{\Sigma\, S_d} ds\cdot(\bar{A}_B\times\bar{H}') + \int_{V_\Sigma} dv\, \bar{A}_B\cdot\bar{J}' \tag{3}$$

unde prin S_d s-au notat eventualele suprafeţe de discontinuitate între medii cu permeabilităţi magnetice diferite existente în interiorul domeniului de integrare.

Integrala de suprafaţă extinsă pe S_d este nulă dacă pe ea nu există curenţi de conducţie, adică dacă $\operatorname{rot}_s \bar{H}' = 0$. În adevăr, notînd cu indicele 1 mărimile referitoare la primul mediu şi cu 2 cele din mediul al doilea, care este separat prin suprafaţa S_d de primul, avem:

$$\int_{S_d} \overline{ds}\cdot(\bar{A}_B\times\bar{H}') = -\int_{S_d} \bar{A}_B\cdot(\overline{ds}\times\bar{H}') = -\int_{S_d} \bar{A}_B\cdot(\bar{n}_1\times\bar{H}'_1 + \bar{n}_2\times\bar{H}'_2)\, ds = 0 \tag{4}$$

deoarece

$$\bar{n}_1\times\bar{H}'_1 + \bar{n}_2\times\bar{H}'_2 = \operatorname{rot}_s \bar{H}' = 0.$$

în care $\bar{n}_i$ reprezintă vectorul unitar normal pe suprafaţă, orientat spre exteriorul mediului i.

Cu (3) şi (4) egalitatea (2) devine:

$$\int_\Sigma \overline{ds}\cdot(\bar{A}_B\times\bar{H}') + \int_{V_\Sigma} dv\, \bar{A}_B\cdot\bar{J}' = \int_\Sigma ds\cdot(\bar{A}'_B\times\bar{H}) + \int_{V_\Sigma} dv\, \bar{A}'_B\cdot\bar{J} \tag{5}$$

care reprezintă a doua formă a teoremei reciprocităţii.

Dacă Σ este o suprafaţă ce închide întreg domeniul iar turbionii $\bar{J}$ şi $\bar{J}'$ ocupă volume finite, integralele de suprafaţă din cei doi membrii ai egalităţii

(5) se anulează și deci, pentru aceste cazuri, teorema reciprocității obține forma particulară :

$$\int_{V_J} dv\, \bar{J} \cdot \bar{A}'_B = \int_{V_{J'}} dv\, \bar{J}' \cdot \bar{A}_B \tag{6}$$

în care V_J respectiv $V_{J'}$ reprezintă volumele corpurilor conductoare care, în cele două stări, sînt parcurse de curenți de conducție.

În ipoteza că circuitele ce produc cîmpul sînt filiforme și că cele două stări sînt determinate de curenții i_ν și i'_ν din circuitele $\nu = 1, 2 \ldots n$, termenul referitor la volumul V_{J_ν} din primul membru al egalității (6) devine :

$$\int_{V_{J_\nu}} dv\, \bar{J} \bar{A}'_B = \int_{s_\nu} \oint_{\Gamma_\nu} (\overline{ds}_\nu \cdot \overline{dl}_\nu)(\bar{J} \cdot \bar{A}'_B) = \int_{S_\nu} \overline{ds}_\nu \cdot \bar{J} \cdot \oint_{\Gamma_\nu} (\overline{dl}_\nu \cdot \bar{A}'_B) = i_\nu \Phi'_\nu$$

fiindcă, pe circuitul filiform, vectorii $\bar{J}$ și $\overline{dl}_\nu$ au aceeași orientare.

Procedînd analog pentru fiecare termen al egalității (6) se obține :

$$\sum_{\nu=1}^{n} i_\nu \Phi'_\nu = \sum_{\nu=1}^{n} i'_\nu \Phi_\nu \tag{7}$$

în care sensul pozitiv al curentului i_ν s-a ales identic cu cel al lui i'_ν.

Identitatea (7), menționată și în [6], reprezintă forma pe care o ia teorema reciprocității în cazul particular al circuitelor filiforme.

3. INDUCTIVITĂȚILE CIRCUITELOR ELECTRICE

Se consideră o bobină, cu spire filiforme, parcursă de curentul i care stabilește în ea înlănțuirea magnetică ψ. Fie o altă stare electrocinetică a bobinei în care curentul este i' iar înlănțuirea magnetică ψ'.

În acord cu forma (7) a teoremei reciprocității rezultă :

$$i \cdot \psi' = i' \psi$$

sau :

$$\frac{\psi}{i} = \frac{\psi'}{i'} = L. \tag{8}$$

Egalitatea (8) demonstrează că raportul între înlănțuirea magnetică a bobinei și curentul electric este o mărime independentă de starea ei electrocinetică și se numește inductivitatea bobinei.

Pentru a defini cu ajutorul teoremei reciprocității inductivitatea reciprocă a bobinelor, se consideră două bobine, cuplate magnetic, în următoarele trei stări :

I.	$i_1 \neq 0$	$i_2 = 0$
II.	$i'_1 = 0$	$i'_2 \neq 0$
III.	$i''_1 \neq i_1 \neq 0$	$i''_2 = 0$

Forma (7) a teoremei aplicată primelor două stări conduce la :

$$\frac{\psi_{12}}{i_1} = \frac{\psi'_{21}}{i'_2} \tag{9}$$

în care $\psi_{\lambda k}$ este înlănțuirea magnetică produsă de bobina λ în bobina k cînd aceasta nu este parcursă de curent.

Aplicînd teorema stărilor II și III avem:

$$\frac{\psi'_{21}}{i'_2} = \frac{\psi''_{12}}{i''_1} \tag{10}$$

adică, din (9) și (10), se obține egalitatea:

$$\frac{\psi_{12}}{i_1} = \frac{\psi''_{12}}{i''_1} = L_{12} \tag{11}$$

care demonstrează că L_{12} este o mărime independentă de starea electrocinetică a primei bobine, cea de a doua fiind presupusă fără curent. Ea se numește inductivitate reciprocă a primei bobine în raport cu a doua.

Inductivitatea reciprocă a bobinei a doua în raport cu prima va fi:

$$L_{21} = \frac{\psi_{21}}{i_2}$$

și ea este egală cu L_{12} cum rezultă din (9).

Pentru a generaliza noțiunea de inductivitate și pentru cazul circuitelor masive se consideră circuitul din fig.1 în două stări electrocinetice diferite dar care păstrează forma liniilor de cîmp ale densității de curent. Se vor nota cu $\bar{J}$ și $\bar{J}'$ vectorii densității de curent în cele două stări.

Dacă elementul de volum $dv = \bar{ds}.\bar{dl}$ se ia în forma unui segment infinitezimal al unui tub elementar de curent, vectorii $\bar{ds}$, $\bar{dl}$, $\bar{J}$ și $\bar{J}'$ au aceeași orientare și deci se poate scrie:

$$\int_{V_J} dv\, \bar{J} \cdot \bar{A}'_B = \int_{S_J} \oint_{\Gamma_J} (\bar{ds} \cdot \bar{dl})(\bar{J} \cdot \bar{A}'_B) = \int_{S_J} \oint_{\Gamma_J} (\bar{ds} \cdot \bar{J}\,(\bar{dl}\,\bar{A}'_B) \tag{12}$$

Cum densitatea de curent este o funcție liniară de curentul electric, valoarea sa poate fi pusă în forma:

$$\begin{aligned} J &= i \cdot \varphi(P) \\ J' &= i' \cdot \varphi(P) \end{aligned} \tag{13}$$

unde $\varphi(P)$ este o funcție cunoscută de punct. Ea este aceeași în cele două relații din (13) fiindcă s-a presupus că în stările electrocinetice reprezentate de $\bar{J}$ și $\bar{J}'$ formele liniilor de cîmp ale densității de curent sînt identice.

Cu (12) și (13) din teorema (6) rezultă că raportul:

$$\frac{1}{i}\int_{S_J} \oint_{\Gamma_J} ds \cdot \varphi(\bar{dl} \cdot \bar{A}_B) = = \frac{1}{i'}\int_{S_J} \oint_{\Gamma_J} ds\varphi(\bar{dl} \cdot \bar{A}'_B) = L \tag{14}$$

este o mărime independentă de stările electrocinetice ale circuitului care păstrează o formă neschimbată pentru liniile de cîmp ale densității de curent. Evident că acest raport va depinde de dimensiunile geometrice ale circuitului, de forma liniilor de cîmp ale densității de curent și de permeabilitatea magnetică a mediului μ. El se numește inductivitatea proprie a circuitului masiv.

Se arată ușor că în cazul unei bobine cu spire filiforme expresia (14) este identică cu (8).

Dacă mediul este omogen din punct de vedere magnetic, adică dacă permeabilitatea magnetică μ are aceeași valoare în toate punctele mediului, inductivitatea circuitului masiv poate fi pusă numai în funcție de dimensiuni geometrice. În adevăr, în aceste condiții potențialul vector $\bar{A}_B$ are expresia :

$$\bar{A}_B = \frac{\mu}{4\pi}\int \frac{\bar{J}}{r}\,dv_1 = \frac{\mu}{4\pi}\int_{S_J} \oint_{r_J} (\overline{ds_1}\cdot\bar{J})\frac{\overline{dl_1}}{r} \qquad (15)$$

în care elementele geometrice $dv_1 = \overline{ds_1}\cdot\overline{dl_1}$ și r sînt reprezentate în figura 1.

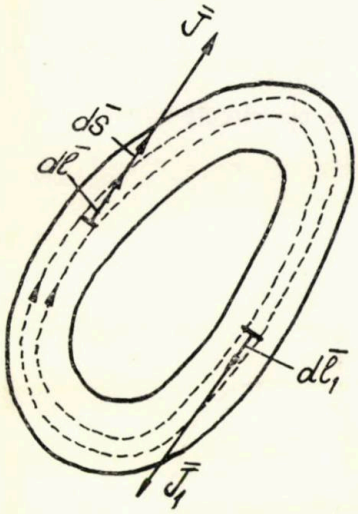


Fig. 1

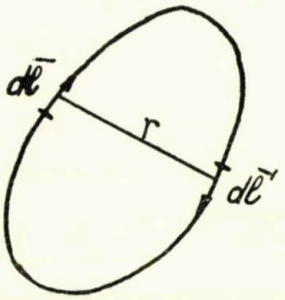


Fig. 2

Din (13) și observînd că $\bar{J}$ și $\overline{dl_1}$ au aceeași orientare, (15) se poate scrie :

$$\bar{A}_B = \frac{\mu I}{4\pi}\int_{S_J} \oint_{r_J} ds_1\,\varphi(P_1)\frac{\overline{dl_1}}{r}$$

care introdusă în (14) conduce la următoarea expresie a inductivității proprii a circuitului :

$$L = \frac{\mu}{4\pi}\int_{S_J} \oint_{r_J} \int_{S_J} \oint_{r_J} ds\,ds_1\,\varphi(P_1)\,\varphi(P)\frac{\overline{dl}\cdot\overline{dl_1}}{r} =$$

$$= \frac{\mu}{4\pi}\int_{V_J}\int_{V_J} dv\cdot dv_1\frac{\varphi(P)\,\varphi(P_1)}{r}\cos\alpha \qquad (16)$$

unde α este unghiul între vectorii $d\bar{l}$ și $d\bar{l}_1$.

Pentru cazul circuitelor filiforme și medii omogene din punct de vedere magnetic $\varphi(P) = \varphi(P_1) = \frac{1}{S}$, S fiind aria secțiunii circuitului, și deci prima egalitate din (16) se transformă în cunoscuta formulă a lui Neumann (fig.2) :

$$L = \frac{\mu}{4\pi}\oint_{r_J}\oint_{r_J}\frac{\overline{dl}\cdot\overline{dl_1}}{r}.$$

Un alt caz particular îl constituie circuitele masive avînd aria secţiunii constantă iar densitatea de curent uniform distribuită pe ea : $\varphi(P)=\varphi(P_1)=\frac{1}{S}$ şi deci [1] :

$$L=\frac{\mu}{4\pi S^2}\int_S\int_S ds\cdot ds_1 \oint_{\Gamma_J}\oint_{\Gamma_J} \bar{dl}\cdot\bar{dl}_1 .$$

Pentru a defini noţiunea de inductivitate reciprocă a circuitelor masive se consideră două circuite cuplate magnetic (fig.3).

Fie următoarele două stări electrocinetice ale circuitelor :

$$\text{I}\quad \bar{J}_1\neq 0 \qquad \bar{J}_2=0$$

$$\text{II}\quad \bar{J}_1=0 \qquad \bar{J}_2\neq 0$$

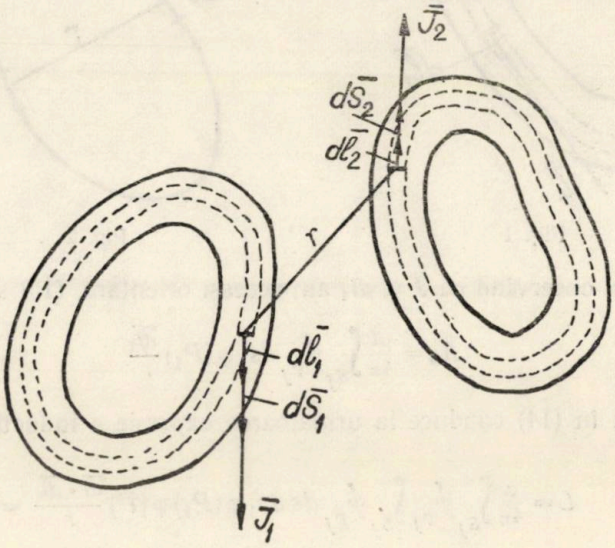


Fig. 3

Forma (6) a teoremei reciprocităţii aplicată acestor două stări conduce la :

$$\int_{V_{J_1}} dv\cdot\bar{J}_1\cdot\bar{A}_{B_{21}}=\int_{V_{J_2}} dv\cdot\bar{J}_2\cdot\bar{A}_{B_{12}} \tag{17}$$

unde A_{Bkk} este potenţialul vector produs de circuitul λ într-un punct al circuitului k.

Cu $J_1=i_1\varphi$, $J_2=i_2\varphi_2$ și alegînd elementele de volum în forma unor segmente infinitezimale ale unor tuburi de curent elementare, caz în care vectorii $\overline{ds}$, $\overline{dl}$ și $\overline{J}$ au aceeași orientare, egalitatea (17) devine:

$$i_1\int_{S_{J_1}}\oint_{\Gamma_1} ds_1\varphi_1\,(\overline{dl}_1\cdot\overline{A}_{B_{21}})=i_2\int_{S_{J_2}}\int_{\Gamma_{J_2}} ds_2\varphi_2\,(\overline{dl}_2\cdot\overline{A}_{B_{12}})$$

sau

$$\frac{1}{i_1}\int_{S_{J_2}}\oint_{\Gamma_{J_2}} ds_2\,\varphi_2\,(\overline{dl}_2\cdot\overline{A}_{B_{12}})=\frac{1}{i_2}\int_{S_{J_1}}\oint_{\Gamma_{J_1}} ds_1\varphi_1\,(\overline{dl}_1\cdot\overline{A}_{B_{12}}) \tag{18}$$

Un raționament identic cu cel făcut la inductivitatea reciprocă a bobinelor conduce la concluzia că mărimea:

$$L_{12}=\frac{1}{i_1}\int_{S_{J_2}}\oint_{\Gamma_{J_2}} ds_2\,\varphi_2\,(dl_2\cdot A_{B_{12}}) \tag{19}$$

este o mărime constantă și independentă de curentul i_1, pentru toate stările electrocinetice care nu modifică forma liniilor de cîmp ale densităților de curent J_1 și J_2. Ea se numește inductivitatea reciprocă a circuitului (1) în raport cu circuitul (2).

Din (18) rezultă că și în cazul circuitelor masive $L_{12}=L_{21}$.

În cazul mediilor omogene din punct de vedere magnetic potențialul vector are forma (15) și introdus în (19) conduce la:

$$L_{12}=\frac{\mu}{4\pi}\int_{S_{J_2}}\oint_{\Gamma_{J_2}}\int_{S_{J_2}}\oint_{\Gamma_{J_2}} ds_2\,\varphi_2\,ds_1\,\varphi_1\,\frac{\overline{dl}_1\cdot\overline{dl}_2}{r} \tag{20}$$

sau și:

$$L_{12}=\frac{\mu}{4\pi}\int_{V_{J_1}}\int_{V_{J_2}} dv_1\,dv_2\,\frac{\cos\alpha_{12}}{r} \tag{21}$$

unde α_{12} este unghiul între vectorii $\overline{dl}_1$ și $\overline{dl}_2$.

Dacă circuitele au secțiuni constante iar densitatea de curent este uniform distribuită pe ele, $\varphi_1=\frac{1}{S_1}$ și $\varphi_2=\frac{1}{S_2}$, iar egalitatea (21) se transformă în:

$$L_{12}=\frac{\mu}{4\pi}\cdot\frac{1}{S_1S_2}\int_{S_{J_1}} ds_1\int_{S_{J_2}} ds_2\oint_{\Gamma_{J_1}}\oint_{\Gamma_{J_2}}\frac{dl_1\cdot dl_2}{r} \tag{22}$$

cu ajutorul căreia în [1] se introduce noțiunea de distanță medie geometrică. Dacă circuitele sînt filiforme (22) devine identică cu formula lui Neumann.

4. CALCULUL CIMPURILOR MAGNETICE CUASISTAȚIONARE

Pentru simplicitatea calculelor se vor presupune două circuite finite dar masive situate într-un mediu liniar, fără magnetizație permanentă, putînd fi și neomogen din punct de vedere magnetic. Fiind date cîmpurile densităților

de curent $\bar{J}_1$ și $\bar{J}_2$ se cere să se determine vectorul inducție $\bar{B}$ într-un punct oarecare al cîmpului magnetic.

Pentru a rezolva problema cu ajutorul teoremei reciprocității se va presupune că în punctul P este plasată o spiră punctiformă neparcursă de curent și avînd orientarea arbitrară (fig. 4)

Se mai consideră o a doua stare electrocinetică a sistemului în care $\bar{J}_1'=\bar{J}_2'=0$ iar spira punctiformă este parcursă de curentul i_S.

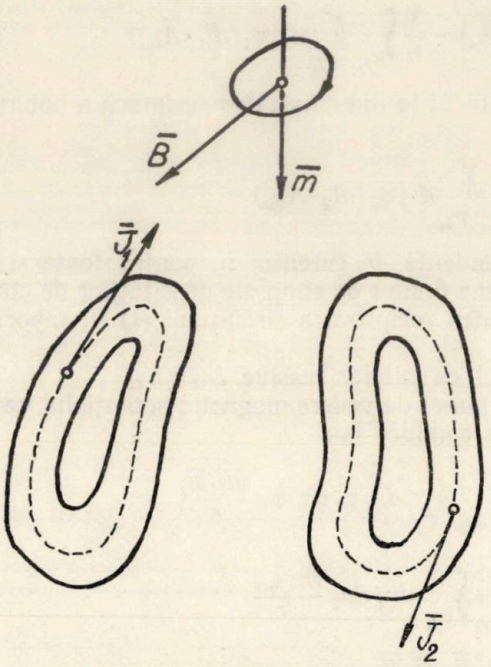


Fig. 4

Forma (6) a teoremei reciprocității arată că între cele două stări există relția:

$$i_S\Phi_S=\int_{v_{J_1}}\bar{J}_1\cdot\bar{A}_{B_{S_1}}dv+$$

$$+\int_{v_{J_2}}\bar{J}_2\cdot\bar{A}_{B_{S_2}}dv \qquad (23)$$

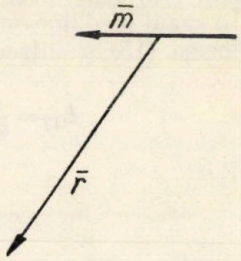


Fig. 5

în care:

Φ este fluxul ce trece prin spira punctiformă în prima stare,

$\bar{A}_{B_{S_\nu}}$ – potențialul vector produs de spiră într-un punct al circuitului ν cînd ea este parcursă de curentul i_s.

Deoarece spira punctiformă de arie Δs este echivalentă cu un dipol magnetic de moment $\bar{m}=i_s\Delta\bar{s}$, rezultă din (23) pentru n circuire egalitatea:

$$\bar{m}\cdot\bar{B}=\sum_{\nu=1}^{n}\int_{V_{J_\nu}}dv\,(\bar{J}_\nu\cdot\bar{A}_{B_{S_\nu}}) \qquad (24)$$

care determină expresia vectorclui B cînd se cunoaște potențialul vector produs de dipolul magnetic plasat în punctul în care se calculează inducția magnetică.

Evident că metoda de calcul aduce simplificări dacă $\bar{A}_{B_{S_\nu}}$, la neomogenități date ale mediului, este cunoscut.

În particular, în cazul unor medii omogene, potențialul vector are expresia [3]:

$$\bar{A}_{B_s} = \frac{\mu}{4\pi} \frac{\bar{m} \times \bar{r}}{r^3}$$

unde $\bar{r}$ este vectorul de poziție avînd orientarea din fig. 5.

Înlocuind pe $\bar{A}_{B_s}$ în (24) se obține:

$$\bar{m} \cdot \bar{B} = \frac{\mu}{4\pi} \sum_{\nu=1}^{n} \int_{S_{J_\nu}} \oint_{\Gamma_{J_\nu}} (d\bar{s}_\nu \cdot \bar{J}_\nu) \cdot \left(\overline{dl_\nu} \cdot \frac{\bar{m} \times \bar{r}}{r^3} \right) =$$

$$= \frac{\mu}{4\pi} \bar{m} \cdot \sum_{\nu=1}^{n} \int_{S_{J_\nu}} \oint_{\Gamma_{J_\nu}} (d\bar{s}_\nu \cdot \bar{J}_\nu) \cdot \frac{r \times \overline{dl_\nu}}{r^3} \qquad (25)$$

și cum orientarea lui $\bar{m}$ este arbitrară, rezultă expresia cunoscută:

$$\bar{B} = \frac{\mu}{4\pi} \sum_{\nu=1}^{n} \int_{S_{J_\nu}} \oint_{\Gamma_{J_\nu}} (d\bar{s}_\nu \cdot \bar{J}_\nu) \cdot \frac{\bar{r} \times \overline{dl_\nu}}{r^3} \qquad (26)$$

care în cazul circuitelor filiforme se transformă în formula lui Biot-Savart-Laplace.

5. RELUCTANȚA MAGNETICĂ

Prima formă (2) a teoremei reciprocității este adecvată pentru a introduce noțiunea de reluctanță magnetică a circuitelor magnetice masive.

În acest scop se consideră segmentul de tub de cîmp limitat de secțiunile S_1 și S_2 (fig. 6). Liniile de cîmp ale intensității cîmpului magnetic, existente în segmentul de tub se bucură de proprietatea că tensiunea magnetică $U_m = \int \overline{dlH}$ în lungul lor este constantă.

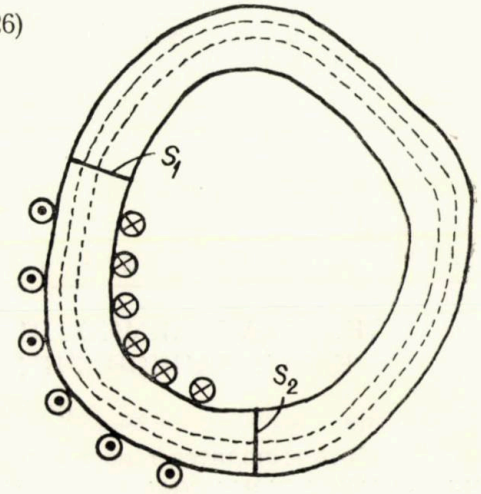


Fig. 6

Fie o a doua stare a cîmpului magnetic care nu modifică forma liniilor de cîmp, caracterizată prin vectorii $\bar{B}'$ și $\bar{H}'$.

Alegînd pe $dv = d\bar{s} \cdot d\bar{l}$ în forma unui segment de tub de cîmp infinitezimal, vectorii $\bar{B}$, $\bar{H}$, $\bar{B}$, $\bar{H}'$, $d\bar{s}$ și $d\bar{l}$ sînt coliniari și deci primul membru al egalității (2) se scrie:

$$\int_{V\Sigma} dv \bar{B} \cdot \bar{H}' = \int_S d\bar{s} \cdot \bar{B} \int_\Gamma d\bar{l} \cdot \bar{H}' = U'_m \Phi$$

iar membrul drept:

$$\int_{V\Sigma} dv\bar{B}' \cdot H' = \int_S d\bar{s} \cdot \bar{B}' \int_r d\bar{l} \cdot H' = U_m \Phi'$$

adică:

$$\frac{U_m}{\Phi} = \frac{U'_m}{\Phi'} = R_m \tag{27}$$

Egalitatea (27) demonstrează că raportul între tensiunea magnetică în lungul unui segment al liniei de cîmp cuprins între două secţiuni şi fluxul prin tubul de cîmp este o mărime independentă de vectorii cîmpului în toate stările magnetice care păstrează forma liniilor de cîmp. Raportul poartă numele de reluctanţa tubului de cîmp.

BIBLIOGRAFIE

1. Remus Răduleţ, *Bazele teoretice ale electrotehnicii*, vol. II, Editura energetică de stat, Bucureşti, 1954.
2. L. R. Neiman şi P. L. Kalantarov, *Bazele teoretice ale electrotehnicii*, partea III, Editura tehnică, Bucureşti 1956.
3. J. A. Stranatton, *Théorie de l'électromagnétisme*, Editura Dunod, Paris 1961.
4. W. Smythe, *Static and dynamcic electricity*, New York, Toronto, London 1950.
5. P. L. Kalantarov şi L. A. Teitlin, *Calculul inductanţelor*. Editura tehnihcă, Bucureşti, 1958.
6. Al. Timotin, V. Hortopan, *Lecţii de bazele electrotehnicii*, Editura didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1964.
7. De Sabata, Asupra calculului cîmpurilor electrostatice, Buletinul ştiinţific şi Tehnic al I.P.T., Tom. 3 (17) fasc. 1, 1958.

ТЕОРЕМА ВЗАИМНОСТИ В СТАЦИОНАРНЫХ ИЛИ КВАЗИСТАЦИОНАРНЫХ МАГНИТНЫХ ПОЛЯХ

(РЕЗЮМЕ)

В работе выводится теорема взаимности для стационарных и квазистационарных магнитных полей. При помощи этой теоремы определяются индуктивности массивных электрических цепей, магнитные сопротивления массивных труб магнитного поля и дается метод расчета магнитных полей.

LA THÉORÈME DE LA RÉCIPROCITÉ EN CHAMPS MAGNÉTIQUES STATIONNAIRES OU QUASI-STATIONNAIRES

(RÉSUMÉ)

Dans ce travail on établit un théorème de reciprocité valable en champs magnétiques stationnaires et quasi-stationnaires. A l'aide de ce théorème on définit les inductances des circuits électriques massifs, les réluctances des tubes massifs de champ magnétique: on y indique aussi une méthode de calcul pour les champs magnétiques.

CONTRIBUŢII LA STUDIUL REGISTRELOR DE DEPLASARE MONOTACT CU FERITE

DE

I. POPA

Calculul circuitelor neliniare utilizate în automatică, la care neliniaritatea este datorată în special feritelor de comutaţie, ocupă un loc important în literatura de specialitate.

Pentru astfel de circuite şi în particular pentru registrele de deplasare cu ferite, se dau diverse metode aproximative de rezolvare a ecuaţiilor diferenţiale ce descriu procesele electromagnetice de comutaţie.

Lucrarea de faţă, prezintă unele contribuţii la calculul aproximativ al registrelor de deplasare monotact (fig.1), la care descărcarea condensatorului din bucla de cuplaj a două miezuri de ferită, este comandată prin închiderea cheii cu tranzistori K. Pe timpul încărcării condensatorului cheia K este deschisă. Cu privire la metodele date în literatură, pentru circuitele monotact se pot face următoarele observaţii :

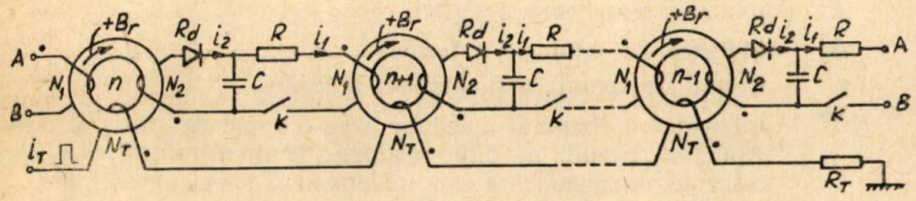


Fig. 1

a) Lucrări ca [1] şi [3] recurg la a considera miezul ce comută ca o rezistenţă echivalentă, rezolvînd astfel ecuaţii dfierenţiale simple, cu coeficienţi constanţi. O astfel de ipoteză simplificatoare presupune o proporţionalitate între variaţia inducţiei în miez $\frac{dB}{dt}$ şi intensitatea cîmpului magnetic, ipoteză infirmată de studiile privind comportatea feritelor în regim de impuls [7].

b) În lucrări ca [2], [4], [8], deşi se ţine cont de proprietăţile dinamice de impuls ale feritelor, se admite fără demonstraţie, un curent constant la descărcarea condensatorului.

Ecuaţiile cu coeficienţi constanţi obţinute, conduc la relaţii de dimensionare a parametrilor, fără a se preciza însă în ce limite, pentru mărimea de intrare

(impulsul de tact), este asigurată condiția de funcționare stabilă a registrului astfel calculat.

c) În lucrările [5] și [6] ecuațiile diferențiale stabilite, reflectă caracterul neliniar al circuitului, avînd la bază ecuația stării dinamice (relația (1), dată în [7].

Considerîndu-se dați, parametrii statici și dinamici ai feritelor, parametrii buclei de cuplaj și impulsul de tact, în [5] și [6] se determină tensiunea condensatorului și timpii de comutare ai feritelor.

Relațiile stabilite pot servi la a arăta în ce condiții, curentul de încărcare sau descărcare a condensatorului poate fi considerat constant.

Utilizînd rezultatele obținute în [5] și [6], în prezenta lucrare se stabilesc relații originale pentru calculul parametrilor buclei de cuplaj, care permit totodată stabilirea condiției de funcționare stabilă a registrului, în funcție de impulsul de tact.

Se remarcă faptul că în toate lucrările menționate precum și în cea de față, se consideră diodele de comutație și cheile cu tranzistori elemente neliniare ideale (rezistența directă a diodei R_d = const. și rezistența inversă $R_i = \infty$: similar cheia prezintă o rezistență constantă diferită de zero, R, în starea închis și o rezistență infinită în starea deschis).

Pentru mărimile utilizate s-au adoptat următoarele notații:

l^{m} — lungimea medie a torului de ferită,

A^{m^2} — aria secțiunii transversale a torului de ferită,

N — nuumărul de spire,

$H_m^{A/m}$ — intensitatea cîmpului magnetic realizată în miez de impulsul de tact, dreptunghiular,

B_r^{T} — inducția remanentă a feritei,

B_s^{T} — inducția de saturație a feritei,

τ^{sec} — timpul de comutare (basculare) a feritei,

$H_0^{A/m}$ — intensitatea cîmpului magnetic prag (cîmpul de start) al feritei. Aplicînd miezului un cîmp magnetic de intensitate $H_m > H_0$, procesul de remagnetizare este ireversibil și suficient de rapid.

În această situație relația dintre, inducția magnetică în miez ,derivata sa în raport cu timpul și intensitatea cîmpului magnetic este o ecuație de forma:

$$\frac{dB}{dt} = r_m\left(1 - \frac{B^2}{B_s^2}\right)(H_m - H_0). \qquad (1)$$

Ecuația (1), dată în [7], este denumită ecuația stării dinamice și este valabilă numai pentru impuls de tact dreptunghiular.

$r_m^{\Omega/m}$ — reprezintă un parametru dinamic al miezului, determinabil experimental, denumit rezistență dinamică maximă [7].

$S_w^{Cb/m} = (H_m - H_0)\tau = \frac{2B_s}{r_m} A \operatorname{th} \frac{B_r}{B_s}$ — parametru dinamic, determinabil experimental, denumit constantă de comutare [7].

1. CURENTUL DE ÎNCĂRCARE ȘI DESCĂRCARE A CONDENSATORULUI

Considerînd că miezul n este comutat din starea „1" ($+B_r$), în starea „0" ($-B_r$) (în timp ce miezul $n+1$ se află în starea „0" și cheia K deschisă), de către impulsul dreptunghiular de tact i_T, de durată τ_i, în [5] și [6] se determină timpul în care n comută, $\tau_n < \tau_i$ și tensiunea cu care este încărcat condensatorul în acest moment:

$$\tau_n = \frac{S_w}{Ha} + \left(\frac{S_w}{2Ha} + R_d C\right)\left(\sqrt{1 + \frac{16N_2^2 AB_r l H_a C}{(S_w l + 2R_d l H_a C)^2}} - 1\right) \tag{2}$$

$$u_c(\tau_n) = \frac{S_w l + 2R_d l H_a C}{2N_2 C}\left(\sqrt{1 + \frac{16N_2^2 AB_r l H_a C}{(S_w l + 2R_d l H_a C)^2}} - 1\right) \tag{3}$$

unde $H_a = H_m - H_0$.

Aceste relații au fost determinate în baza aproximației:

$$\int_0^{\tau_n} u_c(t)\,dt = u_c(\tau_n) \cdot \frac{\tau_n}{2} \tag{4}$$

care s-a stabilit cunoscînd că la cîmpuri H_a suficient de mari, funcțiile $B(t)$ și $\frac{dB}{dt}(t)$, pot fi considerate simetrice în parort cu $t = \frac{\tau_n}{2}$, cu o oarecare aproximație.

Sprijinindu-ne pe (4) rezultă că $u_c(t)$ poate fi aproximată cu o funcție liniară de timp (fig. 2):

$$u_c(t) = \frac{u_c(\tau n)}{\tau_n} \cdot \tag{5}$$

respectiv

$$i_2(t) = C\frac{du_c(t)}{dt} = C\frac{u_c(\tau_n)}{\tau_n} = \text{const.} \tag{6}$$

Analizînd comutarea miezului $n+1$, din starea „0" în „1", prin descărcarea condensatorului, în [5] și [6] se găsește tensiunea condensatorului în momentul $t = \tau_{n+1}$, considerînd că la momentul $t = t_0$, începutul comutării, tensiunea condensatorului este, $u_c(t_0)$;

$$u_c(\tau_{n+1}) = u_c(t_0) - \frac{H'_0}{N_1 C}\tau_{n+1} - \frac{S_w l}{N_1 C} \tag{7}$$

iar

$$\int_0^{\tau_{n+1}} u_c(t)dt \cong [u_c(t_0) + u_c(\tau_{n+1})]\frac{\tau_{n+1}}{2} \tag{8}$$

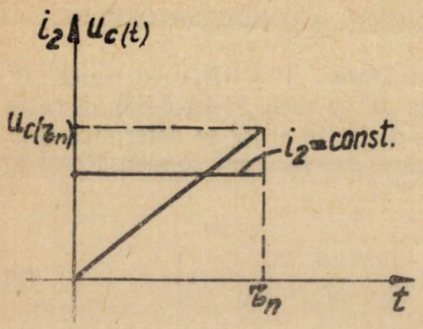


Fig. 2

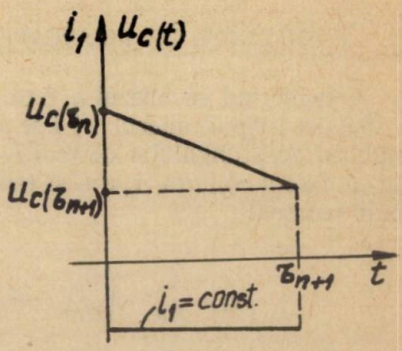


Fig. 3

cu aceleași ipoteze ca și în cazul încărcării condensatorului. Din (8) rezultă că pe timpul descărcării tensiunea condensatorului poate fi aproximată tot cu o funcție liniară de timp, respectiv i_1=const. (fig. 3):

$$u_c(t)=u_c(t_0)-\frac{u_c(t)-u_c(\tau_{n+1})}{\tau_{n+1}}\,t \tag{9}$$

$$i_1=C\frac{du_{c(t)}}{dt}=-C\,\frac{u_c(t_0)-u_c(\tau_{n+1})}{\tau_{n+1}}=\text{const.} \tag{10}$$

Față de cele arătate în [5] și [6], în legătură cu descărcarea condensatorului trebuiesc făcute precizări suplimentare, utile pentru studiul propus.

Astfel trebuie observat că în intervalul de timp $\Delta t=t_0-0$ (fig. 4*a*) condensatorul se descarcă peste rezistența R și deci:

$$u_c(t)=u_c(\tau_n)\,e^{-\frac{t}{RC}} \tag{11}$$

$$i_1(t)=\frac{u_c(\tau_n)}{R}\,e^{-\frac{t}{RC}} \tag{12}$$

Momentul $t=0$ corespunde cu închiderea cheii K, iar în momentul $t=t_0$ în miezul $n+1$ începe procesul de comutare ireversibilă, căruia îi corespund relațiile (7), (8), (9), (10).

În intervalul $t>t_2$ sînt din nou valabile relațiile (11) și (12).

Curentul la descărcarea condensatorului $i_1(t)$, nu este o funcție de forma, redată în fig. 4*b*, așa cum se admite în [4], ci la $t=0$.

$$i_{10}=\frac{u_c(\tau_n)}{R}. \tag{13}$$

Dacă cîmpul realizat în miez la $t=0$

$$H_{m_0} = \frac{i_{10}N_1}{l} = \frac{u_c(\tau_n)}{R}\frac{N_1}{l} \tag{14}$$

este suficient de mare încît procesul de comutare ireversibilă să se stabilească practic instantaneu ($\Delta t = t_0$ tinde la zero), atunci practic:

$$u_c(t_0) \simeq u_c(\tau_n).$$

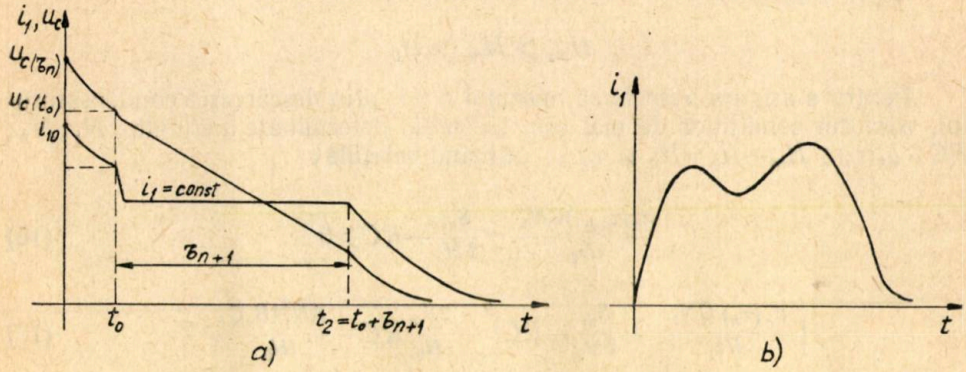


Fig. 4

În aceste condiții cîmpul în miez, scade brusc de la valoarea inițială H_{m_0}, la valoarea $H_{m_1} = \frac{i_1 N_1}{l} = \text{const}$, sub acțiunea căruia miezul $n+1$ comută în timpul τ_{n+1}.

Admițînd deci cîmpul $H_{m_0} > H_{m_1} > H_0$ se reduce timpul de deplasare a informației ($t_0 \to 0$) pe deoparte și pe de altă parte în calculul comutării miezului $n+1$ se poate utiliza $u_c(t_0) \cong u_c(\tau_n)$ din relația (3).

În ceea ce privește relația de calcul pentru timpul de comutare τ_{n+1}, menționăm că în [5] și [6], este dedusă în funcție de tensiunea $u_c(\tau_{n+1})$ și nu de $u_c(\tau_n) \simeq u_c(t_0)$ cum era firesc, pentru a se evita discuția rădăcinilor unei ecuații de gradul doi, discuție care de altfel este obligatorie în calculul parametrilor.

Considerînd dată tensiunea $u_c(\tau_n)$, ecuația menționată devine:

$$\tau_{n+1}^2 - 2\tau_{n+1}\left(\frac{u_c(\tau_n)N_1C}{H_0 l} - \frac{S_w}{2H_0} - RC\right) + \frac{2S_w}{H_0}RC + \frac{AN_1^2 4 B_r C}{H_0 l} = 0 \tag{15}$$

2. CALCULUL PARAMETRILOR BUCLEI DE CUPLAJ

Pentru stabilirea parametrilor buclei de cuplaj între miezurile n și $n+1$, se impun următoarele condiții:

a) Ecuația (15) pentru τ_{n+1}, să prezinte rădăcini reale, pozitive. Pentru simplificarea calculului se va utiliza cazul limită al rădăcinilor reale, duble.

b.) Tensiunea $u_c(\tau_{n+1})$, adică tensiunea condensatorului în momentul în care miezul $n+1$ își încheie comutarea, să fie neglijabilă (de preferință nulă) în raport cu $u_c(\tau_n)$, astfel încît următoarea comutare a miezului n din „1" în „0" să înceapă din starea neperturbată $u_c=0$. Chiar atunci cînd $u_c(\tau_{n+1})$ nu este nulă, această condiție este totdeauna realizată dacă constanta RC, a circuitului de descărcare este suficient de mică, astfel încît în intervalul $t>\tau_{n+1}$, condensatorul să se descarce practic complet în timpul $\Delta t=\tau_k-\tau_{n+1}$, unde τ_k este timpul în care cheia K este menținută în starea închis.

c) Cîmpul realizat în miezul $n+1$ la $t=0$

$$H_{m_0} > H_{m_1} > H_0.$$

Pentru a asigura bascularea miezului $n+1$, prin descărcarea condensatorului, conform condițiilor de mai sus, trebuiesc determinate mărimile: N_1; N_2; RC; $u_c(\tau_n)$; $H_m-H_0=H_a$ și τ_{n-1}, utilizînd relațiile;

$$\frac{u_c(\tau_{n+1})CN_1}{lH_0} - \frac{S_w}{2H_0} - RC > 0 \tag{16}$$

$$\left(\frac{u_c(\tau_n)\,CN_1}{lH_0} - \frac{S_w}{2H_0} - RC\right)^2 - \frac{2S_w}{H_0}RC - \frac{AN_1^2 4B_r C}{lH_0} \geqslant 0 \tag{17}$$

$$\frac{u_c(\tau_n)}{R}\,\frac{N_1}{l} > H_0 \tag{18}$$

$$u_c(\tau_{n+1}) = u_c(\tau_n) - \frac{S_w l}{CN_1} - \frac{lH_0}{CN_1}\tau_{n+1} = 0 \tag{19}$$

$$\tau_{n+1} = \frac{u_c(\tau_n)N_1 C}{H_0 l} - \frac{S_w}{2H_0} - RC \pm$$

$$\pm\sqrt{\left(\frac{u_c(\tau_n)\,CN_1}{H_0 l} - \frac{S_w}{2H_0} - RC\right)^2 - \frac{2S_w}{H_0}RC - \frac{AN_1^2 4B_r C}{H_0 l}} \tag{20}$$

împreună cu relația (3).

Punînd (18) în forma:

$$\frac{u_c(\tau_n)}{R}\,\frac{N_1}{l} = \beta H_0 > H_0 \tag{18'}$$

relația (16) devine

$$RC(\beta-1) - \frac{S_w}{2H_0} > 0$$

sau

$$RC = \zeta\,\frac{S_w}{2H_0}\,\frac{1}{\beta-1} \tag{21}$$

unde s-a introdus $\zeta>1$.

Admițînd cazul în care (15), admite rădăcini duble, din egalitățile (17), (18′) și (20) rezultă:

$$\tau_{n+1}=\frac{S_w}{2H_0}(\zeta-1). \tag{22}$$

Ținînd cont de (18′), (21), (22), din (19) se deduce că între factorii numerici introduși β și ζ trebuie să existe relația:

$$\beta=\zeta+1 \tag{23}$$

și deci relația (21) devine

$$RC=\frac{S_w}{2H_0}. \tag{21′}$$

Utilizînd egalitatea din (17), împreună cu relațiile (18′) și (21′) se calculează:

$$N_1=\sqrt{[(\zeta-1)^2-4]\frac{S_w lR}{8AB_r}}. \tag{24}$$

Din condițiile $\zeta>1$ și N_1 real, rezultă că trebuie să se adopte:

$$\zeta>3 \tag{25}$$

Egalînd (3) cu (18′) și utilizînd rezultatele obținute în (21′) și (24) se deduce:

$$N_1N_2=\frac{2(\zeta+1)\left(1+\frac{R_d}{R}K\right)}{K-\delta}\,\frac{S_w lR}{8AB_r} \tag{26}$$

unde s-a notat:

$$K=\frac{H_a}{H_0} \tag{27}$$

$$\delta=\frac{(\zeta+1)^2}{(\zeta-1)^2-4}. \tag{28}$$

Din (26) rezultă că funcționarea registrului este posibilă numai pentru

$$K=\frac{H_a}{H_0}>\delta. \tag{29}$$

Pe de altă parte funcționarea registrului are loc în condiții avantajoase dacă K este mic.

Studiind funcția $\delta(\zeta)$ (fig. 5) rezultă că δ este cu atît mai mic cu cît ζ este mai mare, ceea ce vine în contradicție cu tendința ca, pe deoparte τ_{n+1} să fie cît mai mic (relația (22)) și pe de altă parte N_1 și N_1N_2 cît mai mici, pentru a fi posibilă realizarea constructivă.

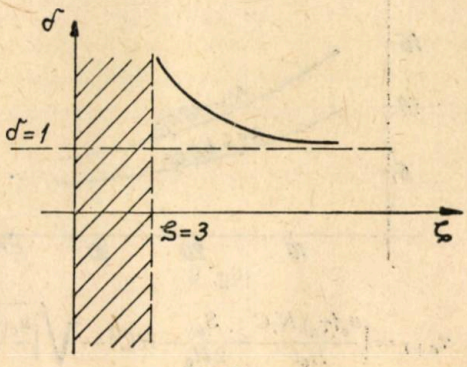


Fig. 5

Pentru alegerea lui ζ și K se poate studia tabela de mai jos:

ζ	δ	$\tau_{n+1}=\frac{S_w}{2H_0}(\zeta-1)$	K
3	∞	$\frac{S_w}{H_0}$	∞
4	5	$\frac{3}{2}\frac{S_w}{H_0}$	>5
5	3	$2\frac{S_w}{H_0}$	>3
6	2,33	$2{,}5\frac{S_w}{H_0}$	$>2{,}33$
7	2	$3\frac{S_w}{H_0}$	>2
8	1,8	$3{,}5\frac{S_w}{H_0}$	$>1{,}8$

În ceea ce privește adoptarea rezistențelor R_d și R remarcăm următoarele:

a) Produsul N_1N_2 este mic dacă $\frac{R_d}{R}<1$.

b) Rezistența R trebuie aleasă astfel încît din (21′) să rezulte C cît mai mică, cunoscut fiind faptul că la C mic miezul n comută mai bine (curbele din fig. 6, date în [6] ilustrează acest lucru).

Alegîndu-se miezurile și rezistențele R_d și R, se adoptă ζ, astfel ca $\tau_{n+1}=\frac{S_w}{2H_0}(\zeta-1)$ și K, să fie acceptabile practic, se calculează N_1 și N_2. Dacă la dimensiunile date ale miezurilor înfășurările N_1 și N_2 nu sînt realizabile, trebuie micșorat în principal ζ, mărind astfel cîmpul de tact necesar.

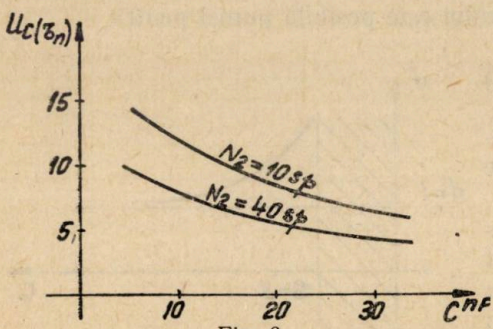


Fig. 6

Pentru calculul mărimilor $u_c(\tau_{n+1})$ și τ_{n+1} se observă că, la un ζ ales, odată adoptată o valoare pentru K, $K=K_p>\delta$, cu ajutorul cărora se determină N_1 și N_2, sînt valabile relațiile (19) și (22).

La N_1 și N_2 calculate în condițiile de mai sus și un raport $K>K_p$, pentru $u_{c(\tau n+1)}$ este valabilă relația (7), iar pentru τ_{n+1} relația:

$$\tau_{n+1}=\left|\frac{u_c(\tau_n)N_1C}{H_0l}-\frac{S_w}{2H_0}-RC\right|-\sqrt{\left|\frac{u_c(\tau_n)N_1C}{H_0l}-\frac{S_w}{2H_0}-RC\right|^2-\frac{2S_w}{H_0}RC-\frac{AN_1^2 4B_rC}{H_0l}} \tag{30}$$

Aceste relații trebuiesc utilizate și în cazul rotunjirilor ce se fac la N_1, N_2 și C.

În cazul $K>K_p$, este necesar să se verifice, dacă descărcarea completă a condensatorului în intervalul τ_k—τ_{n+1}, este asigurată.

3. VERIFICĂRI EXPERIMENTALE

Pentru verificările experimentale, s-a realizat schema din fig. 1, utilizînd toruri de ferită cu Mn și Mg, identice, avînd parametrii:

$l=0{,}785\cdot10^{-2}$m — $H_0=90$ A/m

$A=0{,}6\cdot10^{-6}$m² — $S_w=60\cdot10^{-6}$Cb/m

$B_r=0{,}27$ T — $r_m=1{,}8\cdot10^4$ Ω/m

$B_S=0{,}20$ T

S-au ales: $R_d=35\,\Omega$, $R=40\,\Omega$, $\zeta=6$, $K_p=4$, $\tau_k=2\cdot10^{-6}$ sec și frecvența impulsurilor de tact, $f_T=10^4$ Hz.

Față de parametrii rezultați din calcule:

$$C=8\cdot10^{-9}\text{F},\quad N_1=17{,}5\text{ spire},\quad N_2=30{,}8\text{ spire}$$

în schemă s-a adoptat:

$$C=12\cdot10^{-9}\text{F},\quad N_1=17\text{ spire},\quad N_2=28\text{ spire}$$

Rezultatele obținute experimental și prin calcul sînt redate în tabela de mai jos:

Nr. crt.	A/m H_a	K	$u^V_{c(\tau_n)}$ exp.	$u^V_{c(\tau_n)}$ calc.	β%	τ_n^{μ} sec exp.	τ_n^{μ} sec calc.	β%	τ_{n+1}^{μ} sec exp.	τ_{n+1}^{μ} sec calc	β%	$u^V_{c(\tau_{n+1})}$	ΔU%	τ_k^{μ} sec — τ_{n+1}	u^V_{cp} exp.	u^V_{cp} calc.	ΔUp%
1	435	4,84	10	9,56	4, 4	1,2	1,078	10	1,8	1,949	8,3	0, 5	5,22	0,051	0	—	—
2	540	6	10,7	9, 7	2,3	1	0,881	11,9	1,3	1,483	13,8	2,22	24	0,517	0	0,57	7,7
3	630	7	11,5	10,9	5, 2	0,9	0,835	7,15	1	1,05	5	5,95	54	0,95	0	0,85	8

În tabelă s-au introdus pentru $u_c(\tau_n)$, τ_n și τ_{n+1}, abaterile procentuale ale valorilor obținute prin calcul a mărimilor (M_c) și cele experimentale (M_e), raportate la experiență

$$\beta\,\%=\frac{M_c-M_e}{M_e}\,100.$$

Pentru tensiunea $u_c(\tau_{n+1})$ rezultată din calcul s-a determinat $\Delta U\% = \frac{u_c(\tau_{n+1})\,c}{u_c(\tau_{n+1})\,e}\,100$.

Tensiunea parazită pe condensator u_{cp} a fost determinată experimental și calculată cu relația $u_{cpc}=u_c(\tau_{n+1})e^{\frac{-\tau_k-\tau_{n+1}}{RC}}$ Pentru u_p s-a calculat

$$\Delta U_p{}^0/_0=\frac{u_{cpc}}{u_c(\tau_n)c}\,100.$$

4. CONCLUZII

1. Analiza efectuată și relațiile deduse permit să se determine parametrii buclei de cuplaj în condițiile stabilității în funcționare a registrului monotact.

2. Studiul efectuat, prin introducerea cîmpului de tact limită $H_{mp}=K_pH_0+H_0$, permite să se calculeze tensiunea condensatorului și timpii de comutare, nu numai în cazul limită (cazul rădăcinilor duble), cum se obișnuiește în lite ratură [2], [4], [8], ci în întreg domeniul $K>K_p$.

3. Aproximațiile adoptate pe parcurs sînt acceptabile, avînd în vedere că abaterile $\beta\%$, sînt de ordinul a 10%.

4. Tensiunile parazite determinate prin calcul sînt neglijabile, avînd în vedere că ele reprezintă mai puțin de 10% din $u_c(\tau_n)$.

BIBLIOGRAFIE

1. A. Segal, Proiectarea registrelor de deplasare cu inele magnetice. Automatica și Electronica, Vol. 5, Nr. 4 — 1961.
2. I. Felea și Colectivul, *Circuite cu tranzistoare în industrie. Proiectare. Scheme.* Vol. II. Ed. Tehnică, București, 1964.
3. S. Cadighian, *Ferite,* Ed. Tehnică, București, 1966.
4. A. P. Sirîkin, *Magnitnîe elementî Vicislitelnnîh masin.* Iz. „Vîșaia Scola" Moscva, 1965.
5. A. I. Kuzneţov, Iu. M. Samaev, Kranalizu i sintezu shem, soderjascih magnitnîie serdeciniki s priamougolinoi petlei gisterezisa i reactivnîe elementi. Trudî M.E.I. Vîpusc 60 ciasti -, Moscva, 1965.
6. A. I. Kuzneţov, Analiz i rascet ferrit-condensatornogo pasivnogo registru sdviga s upravliaemoi ţepiu razriada. Trudî M. E. I. Vîpusc 60 ciasti 3, Moscva, 1965.
7. A. I. Pirogov, Iu. M. Samaev, *Magnitnîe sedeciniki v avtomatike i Vicislitelinoi tehnike.* Iz. „Energhia" Moscva, 1967.
8. A. Ia. Artiuhin, V. Z. Hanin, Odnotactnii magnitnîi registr sdviga, Avtomatica i Telemehanica Nr. 10 (oct.) 1958.

К ИССЛЕДОВАНИЮ ОДНОТАКТНЫХ РЕГИСТРОВ СДВИГА С ФЕРРИТАМИ

(РЕЗЮМЕ)

Применяя решения дифференциальных уравнений данных в литературе для однотактных регистров сдвига с ферритами, при которых разряжение конденсатора является управляемым в работе рассматриваются предельные условия действия для подобной цепи и устанавливаются оригинальные соотношения для определения параметров.

CONTRIBUTIONS TO THE STUDY OF SHIFT REGISTERS WITH ONE FERRITE CORE PER BIT

(SUMMARY)

Using the solutions of the differential equations indicated in literature for shift registers with one ferrite core per bit, at which the condenser discharge is controlled, the paper analyses the boundary working conditions for such a circuit and establishes the initial relations for the parameters determination.

CERCETĂRI PRIVIND CALCULUL NUMERIC AL SUPRATENSIUNILOR DE COMUTAȚIE PE LINII DE TRANSPORT

DE

EMILIA CONSTANTIN

1. INTRODUCERE

Studiul supratensiunilor de comutație ocupă un loc însemnat în cercetările legate de transportul energiei electrice la tensiuni înalte și foarte înalte. Datorită complexității fenomenelor ce apar la propagarea undelor pe linii se pot folosi pentru un studiu mai exact numai metode experimentale sau metode numerice de calcul.

Din literatura [1], [2], [3] sînt cunoscute unele metode numerice dar pentru cazuri mult simplificate. În lucrările [4], [5] s-a prezentat o metodă cu precizie mărită care permite să se considere condiții terminale complexe și de asemenea ține seama de influența pămîntului asupra propagării undelor.

În prezenta lucrare se vor aduce completări la metoda numerică elaborată anterior și se va dezvolta problema condițiilor de reflectare de la capetele liniei.

2. FOLOSIREA FUNCȚIILOR DE TRANSFER LA PROPAGAREA UNDELOR PE LINII

Undele de tensiune emise la un capăt de linie se descompun în unde dreptunghiulare și pe linie se urmărește propagarea acestora. Unda de tensiune incidentă se obține cu ajutorul matricei funcțiilor de transfer, prin care se ține seama de atenuarea undelor, în forma :

$$\| u' \| = \| f \| \cdot \| U_e \|. \tag{1}$$

Pentru o tensiune emisă de formă oarecare se obține tensiunea incidentă cu integrala Duhamel :

$$\| u'(t) \| = \| f \| \cdot \| u_e(0) \| + \int_0^t \| f(\theta) \| \frac{d}{dt} \| u_e(t-\theta) \| \, d\theta \tag{2}$$

care se poate scrie pentru calculele numerice în forma:

$$\| u'_n \| = \sum_{y=0}^{n} \| \Delta f_y \| \cdot \| u_{e_{n-y}} \| . \tag{3}$$

Matricea funcţiilor de transfer $\| f \|$ are forma:

$$\| f \| = \begin{Vmatrix} f_{aa} & f_{ab} & f_{ac} \\ f_{ba} & f_{bb} & f_{bc} \\ f_{ca} & f_{cb} & f_{cc} \end{Vmatrix}$$

unde f_{ii} $(i=a, b, c)$ reprezintă funcţiile de transfer proprii, iar f_{ij} $(i \neq j = a, b, c)$ funcţiile de transfer reciproce. Funcţia de timp a elementelor matricei poate fi determinată experimental pe linia existentă sau prin calcul folosind componentele modale. Se cunoaşte din literatură [6] că sistemul de componente modale se determină din condiţia ca ele să se propage independent pe linie. Matricea tensiunilor modale incidente la sfîrşitul liniei se scrie pentru regimul armonic permanent în forma:

$$\| \underline{U}'_m \| = \| e^{-\gamma_m l} \| \cdot \| \underline{U}_{me} \| \tag{4}$$

unde $\| e^{-\gamma_m l} \|$ este o matrice diagonală, iar γ_m sînt constantele de propagare modale cu valoarea dependentă de frecvenţă. Tensiunile de fază se obţin din (4) prin înmulţirea cu matricea de transformare:

$$\| \underline{U}' \| = \| \underline{T}_u \| \cdot \| \underline{U}'_m \| = \| \underline{T}_u \| \cdot \| e^{-\gamma_m l} \| \cdot \| \underline{T}_u \|^{-1} \cdot \| \underline{U}_e \| \tag{5}$$

Relaţia (5) permite să se calculeze matricea de transfer dacă se consideră că $\| U_e \|$ este transformata Fourier a undelor de tensiune dreptunghiulare emise, adică $\| U_e \| = 1/j\omega \| U_e \|$. Valoarea momentană a tensiunii incidente se obţine din (5) cu integrala Fourier.

$$\| u'(t) \| = \left\{ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \| \underline{T}_u \| \cdot \| e^{-\gamma_m l} \| \cdot \| \underline{T}_u \|^{-1} \frac{1}{j\omega} e^{j\omega t} \, d\omega \right\} \| U_e \| . \tag{6}$$

Comparînd cu relaţia (1) se obţine expresia analitică a matricei funcţiilor de transfer.

$$\| f \| = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \| \underline{T}_u \| \cdot \| e^{-\gamma_m l} \| \cdot \| \underline{T}_u \|^{-1} \frac{1}{j\omega} e^{j\omega t} \, d\omega .$$

Integrala Fourier trebuie calculată pentru cele nouă elemente ale matricei, deoarece ele sînt în general diferite. Matricea $\| f \|$ devine simetrică numai în cazul

liniilor simetrice și cu oarecare aproximație la liniile cu conductoare în plan orizontal, la care componentele modale sînt egale cu componentele $\alpha, \beta, 0$. În cazul cînd se neglijează influența pămîntului asupra propagării undelor, matricea $\|f\|$ devine egală cu matricea unitate.

3. ECUAȚIILE PENTRU CONDIȚIILE DE REFLECTARE

Tensiunile incidente la capătul liniei se reflectă în funcție de condițiile existente și devin unde de tensiune emise pentru celălalt capăt al liniei în care se calculează tensiunea de asemenea cu relația (3). Tensiunea totală se obține din suma undei incidente și a undei reflectate. Calculul se efectuează simultan la cele două capete ale liniei, determinînd undele de tensiune incidente în funcție de cele emise anterior de la celălalt capăt.

Condițiile de reflectare de la capetele liniei sînt funcție de elementele de circuit conectate la punctul de reflexie, care pot fi surse de tensiune, surse de curent, elemente cu parametrii concentrați, alte linii etc. Determinarea condițiilor de reflectare sub o formă generală este dificilă datorită varietății mari de condiții posibile. În continuare se vor studia condițiile pentru cazurile mai frecvent întîlnite și anume cînd la punctele de reflectare sînt conectate surse de tensiune cu impedanțe în serie sau surse de curent. Ca un caz particular se include în cele considerate cazul folosirii rezistențelor concentrate la conectarea și deconectarea liniilor și de asemenea cazul liniilor în gol sau în scurtcircuit.

Pentru determinarea condițiilor de reflectare se folosește metoda transformatelor Fourier. Notînd cu $\|\underline{U}_g\|$ respectiv $\|\underline{I}_g\|$ transformatele Fourier ale tensiunilor respectiv curenților conectați la punctul de reflexie și cu $\|\underline{Z}_g\|$ matricea impedanțelor concentrate se obțin la capetele liniei ecuațiile:

$$\begin{aligned} \|\underline{U}_g\| - \|\underline{Z}_g\| \cdot \|\underline{I}\| &= \|\underline{U}\| \\ \|\underline{I}_g\| &= \|\underline{I}\|. \end{aligned} \tag{7}$$

Matricea tensiunilor $\|\underline{U}\|$ și cea a curenților $\|\underline{I}\|$ pot fi scrise ca suma dintre unda incidentă și cea reflectată:

$$\|\underline{U}\| = \|\underline{U}'\| + \|\underline{U}''\|$$
$$\|\underline{I}\| = \|\underline{I}'\| \| + \|\underline{I}''\|$$

între care mai există relațiile:

$$\|\underline{U}'\| = -\|\underline{Z}_0\| \cdot \|\underline{I}'\|$$
$$\|\underline{U}''\| = \|\underline{Z}_0\| \cdot \|\underline{I}''\|$$

în care $\|\underline{Z}_0\|$ este matricea impedanțelor de undă.

Cu acestea se obține din (7) o relație matricială de forma:

$$\begin{Vmatrix} \| \underline{U}_g \| \\ \| \underline{I}_g \| \end{Vmatrix} = \begin{Vmatrix} \| 1 \| - \| \underline{Z}_g \| \cdot \| \underline{Y}_0 \| \\ - \| \underline{Y}_0 \| \end{Vmatrix} \cdot \| \underline{U}' \| + \begin{Vmatrix} \| 1 \| + \| \underline{Z}_g \| \cdot \| \underline{Y}_0 \| \\ \| \underline{Y}_0 \| \end{Vmatrix} \| \underline{U}'' \| \quad (8)$$

din care se aleg acele trei ecuații pentru determinarea tensiunilor reflectate $\| \underline{U}'' \|$ pentru care se cunoaște $\underline{U}_g$ sau $\underline{I}_g$.

Pentru o linie trifazată nesimetrică există opt cazuri posibile pentru condițiile de reflectare:

1 – la cele trei faze sînt conectate surse de tensiune,

2 – la cele trei faze sînt conectate surse de curent,

3, 4, 5 – la o fază este conectată o sursă de tensiune, iar la celelalte două cîte o sursă de curent,

6, 7, 8 – la două faze sînt conectate surse de tensiune iar la una o sursă de curent.

Pentru cazul 1 se folosește numai prima ecuație matricială din (8) și se obține:

$$\| \underline{U}'' \| = (\| 1 \| + \| \underline{Z}_g \| \cdot \| \underline{Y}_0 \|)^{-1} \{ \| \underline{U}_g \| - (\| 1 \| - \| \underline{Z}_g \| \cdot \| \underline{Y}_0 \|) \| \underline{U}' \| \}.$$

Pentru cazul 2 se folosește asemănător numai a doua ecuație matricială din (8) și se obține:

$$\| \underline{U}'' \| = \| \underline{U}' \| + \| \underline{Z}_g \| \cdot \| \underline{I}_g \|.$$

Pentru celelalte cazuri trebuiesc scrise explicit acele trei ecuații pentru care sînt cunoscute condițiile terminale și ele se rezolvă în raport cu $\| \underline{U}'' \|$.

În formă generală condițiile de limită se pot scrie:

$$\| \underline{B} \| \cdot \| \underline{U}'' \| = \| \underline{A} \| \cdot \| \underline{U}' \| + \| \underline{M} \| \quad (9$$

unde $\| \underline{M} \|$ este o matrice care conține tensiunile $\underline{U}_g$ sau curenții $\underline{I}_g$ cunoscuți, iar matricile $\| \underline{A} \|$ și $\| \underline{B} \|$ rezultă în funcție de $\underline{Z}_g$ și Y_0 din relația (8).

Cunoscînd funcțiile $\underline{A}$, $\underline{B}$, $\underline{U}'$ și $\underline{M}$ se determină valoarea momentană a tensiunii reflectate cu ajutorul unei integrale de convoluție. Deoarece se lucrează cu unde dreptunghiulare este avantajos să se calculeze funcțiile de răspuns tranzitoriu corespunzătoare lui $\underline{A}$ și $\underline{B}$ pentru aceste unde cu relațiile:

$$\| \underline{A} \| \cdot \frac{1}{j\omega} \| U' \| = \| \underline{A}_0 \| \cdot \| U' \|; \quad \| \underline{B} \| \frac{1}{j\omega} \| U'' \| = \| \underline{B}_0 \| \cdot \| U'' \|$$

valorile momentane corespunzătoare se calculează cu integrala Fourier și se notează cu $a_0(t)$ respectiv $b_0(t)$. Pentru o undă de tensiune de formă oarecare se obține atunci cu relația (9):

$$\| \underline{B}_0 \| \cdot j\omega \| \underline{U}'' \| = \| \underline{A}_0 \| \cdot \| j\omega \| \underline{U}' \| + \| \underline{M} \|$$

sau aplicînd la această formă teorema produsului și teorema de derivare rezultă sub formă numerică:

$$\| m_y \| + \sum_{y=0}^{n} \| a_{0_{n-y}} \| \cdot \| \Delta u'_y \| = \sum_{y=0}^{n} \| b_{0_{n-y}} \| \cdot \| \Delta u''_y \| . \qquad (10)$$

În această expresie sînt cunoscuți toți termenii din membrul stîng, iar în membrul drept se cunosc termenii pînă la $(n-1)$ și se poate deci calcula creșterea de tensiunea $\Delta u''_n$ care adunată la tensiunea u''_{n-1} ne dă:

$$u''_n = u''_{n-1} + \Delta u''_n .$$

Relația (10) se simplifică dacă se consideră că în serie cu sursele se tensiune sînt conectate numai rezistente. Condiția de reflectare rezultă de asemenea din relația (8) în care se înlocuiește însă $\| \underline{Z}_g \|$ cu $\| R \|$ care nu mai este funcție de frecvență și trecînd în domeniul variabilei t vor apare sume de convoluție numai pentru termenul $\| \underline{Y}_0 \| \cdot \| \underline{U}' \|$ respectiv $\| \underline{Y}_0 \| \cdot \| \underline{U}'' \|$ care se scriu în forma:

$$\sum_{y=0}^{n} \| y_{0_{n-y}} \| \cdot \| \Delta u'_y \| ; \quad \sum_{y=0}^{n} \| y_{0_{n-y}} \| \cdot \| \Delta u''_y \|$$

în care $y_{0_{n-y}}$ reprezintă răspunsul tranzitoriu la tensiunea unitate și se calculează cu o integrală Fourier.

Din datele prezentate în literatură [8] rezultă că impedanța de undă nu variază substanțial pe o gamă largă de frecvență, adică practic se poate lucra cu o impedanță de undă mijlocie care coincide cu valoarea calculată pentru frecvența de $(10^3 - 10^4)$ Hz. Cu această simplificare se pot scrie condițiile de reflectare din (8) direct în valori momentane fără a mai fi necesare sume de convoluție. Se obține:

$$\begin{Vmatrix} \| u_g \| \\ \| i_g \| \end{Vmatrix} = \begin{Vmatrix} \| 1 \| - \| R \| \cdot \| y_0 \| \\ - \| y_0 \| \end{Vmatrix} \| U' \| + \begin{Vmatrix} \| 1 \| + \| R \| \cdot \| y_0 \| \\ \| y_0 \| \end{Vmatrix} \| u'' \| \qquad (11)$$

din care se calculează tensiunea reflectată u'' în funcție de unda incidentă u' și de condițiile terminale u_g sau i_g.

4. PROGRAMUL DE CALCUL ȘI EXEMPLE

Din cele prezentate rezultă că pentru efectuarea calculului numeric al fenomenelor tranzitorii pe linii sînt necesare următoarele date:

- matricea funcțiilor de transfer pentru tensiunile de fază,
- matricea impedanțelor de undă,
- condițiile de reflectare în noduri în funcție de timp.

Se alege un pas de calcul mic în raport cu timpul de parcurs al liniei și de asemenea suficient de mic pentru a putea aproxima curbele de variație ale tensiunilor respectiv curenților prin curbe în trepte.

Calculul se efectuează simultan la cele două capete ale liniei după următorul program:

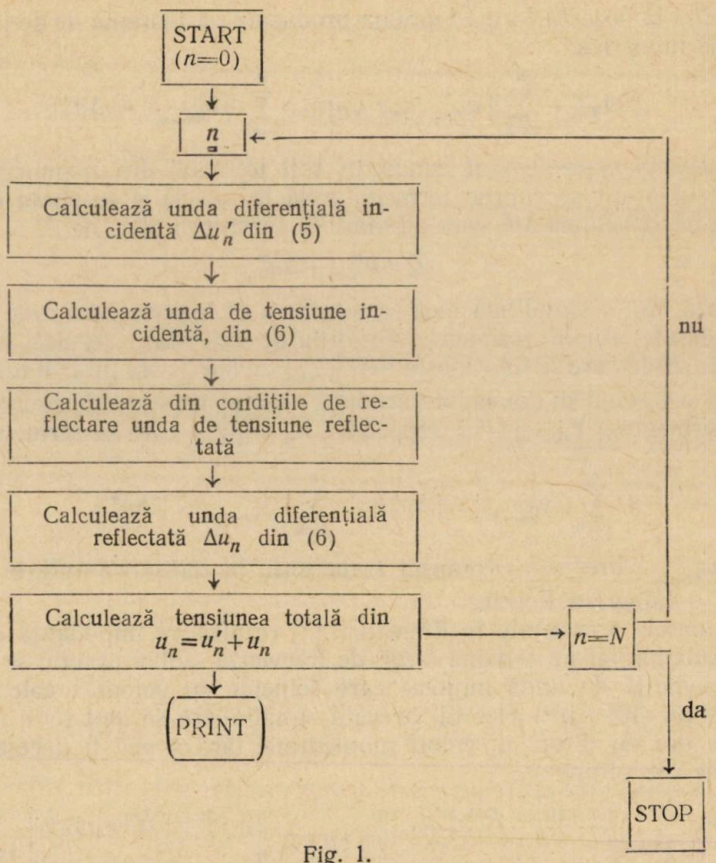


Fig. 1.

Cu ajutorul programului elaborat au fost calculate cîteva cazuri de punere sub tensiune a unei linii trifazate. Calculele au fost efectuate cu ajutorul calculatorului MECIPT-1. Caracteristicile liniei și matricea funcțiilor de transfer sînt date în [6]. Pentru simplificare s-a admis că linia este simetrică și s-a considerat influența pămîntului numai asupra propagării undelor de tensiune omopolare.

În fig. 2 este reprezentată variația tensiunii la capătul liniei în gol cînd se conectează la faza „a" o tensiune continuă. Se observă că nu mai apar variații în salturi la tensiune iar valoarea ei tinde către cea de regim permanent.

În fig. 3 s-au reprezentat supratensiunile obținute la punerea sub tensiune a aceleiași linii în două trepte folosind o rezistență intermediară de 200 Ω. S-a considerat că polii întrerupătorului se închid nesimultan pe cele trei faze și anume în momentul cînd tensiunea pe faza respectivă este maximă. Prezența rezistențelor duce la o micșorare pronunțată a supratensiunilor și de asemenea

la o atenuare mai rapidă a fenomenului tranzitoriu. În continuare s-a admis că rezistenţele sînt scurtcircuitate simultan pe cele trei faze în momentul în care tensiunea pe rezistenţa fazei „a" este maximă. Se constată că supratensiunea maximă apare în această etapă pe faza a. Din curbele obţinute se observă că supratensiunile sînt mult micşorate faţă de cazul conectării directe fără rezistenţă, supratensiunea maximă fiind de 1,25 U_0.

5. CONCLUZII

Metoda de calcul expusă permite calcularea supratensiunilor de comutaţie cu o precizie mărită. Fiind o metodă de calcul pas cu pas se pot urmări relativ simplu diferitele schimbări în condiţiile de reflectare. Astfel se pot calcula uşor supratensiunile la conectarea nesimultană a fazelor, conectări prin rezistenţe, reanclanşări, etc. Metoda este utilă la studiul statistic al supratensiunilor.

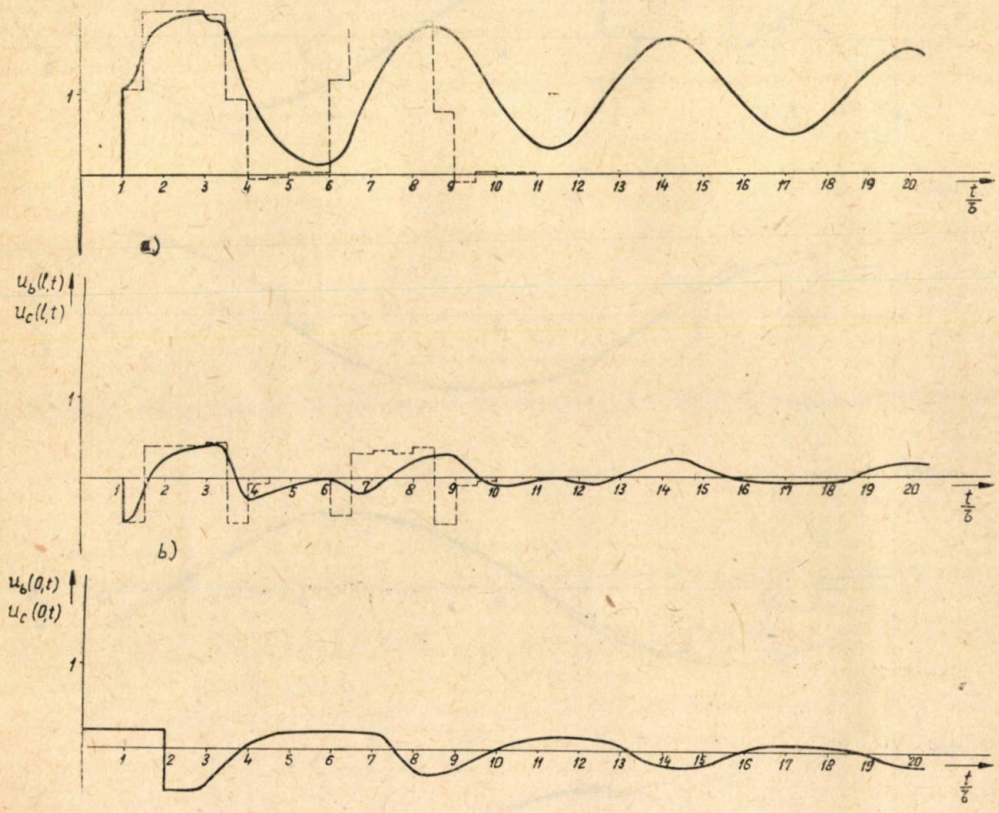


Fig. 2

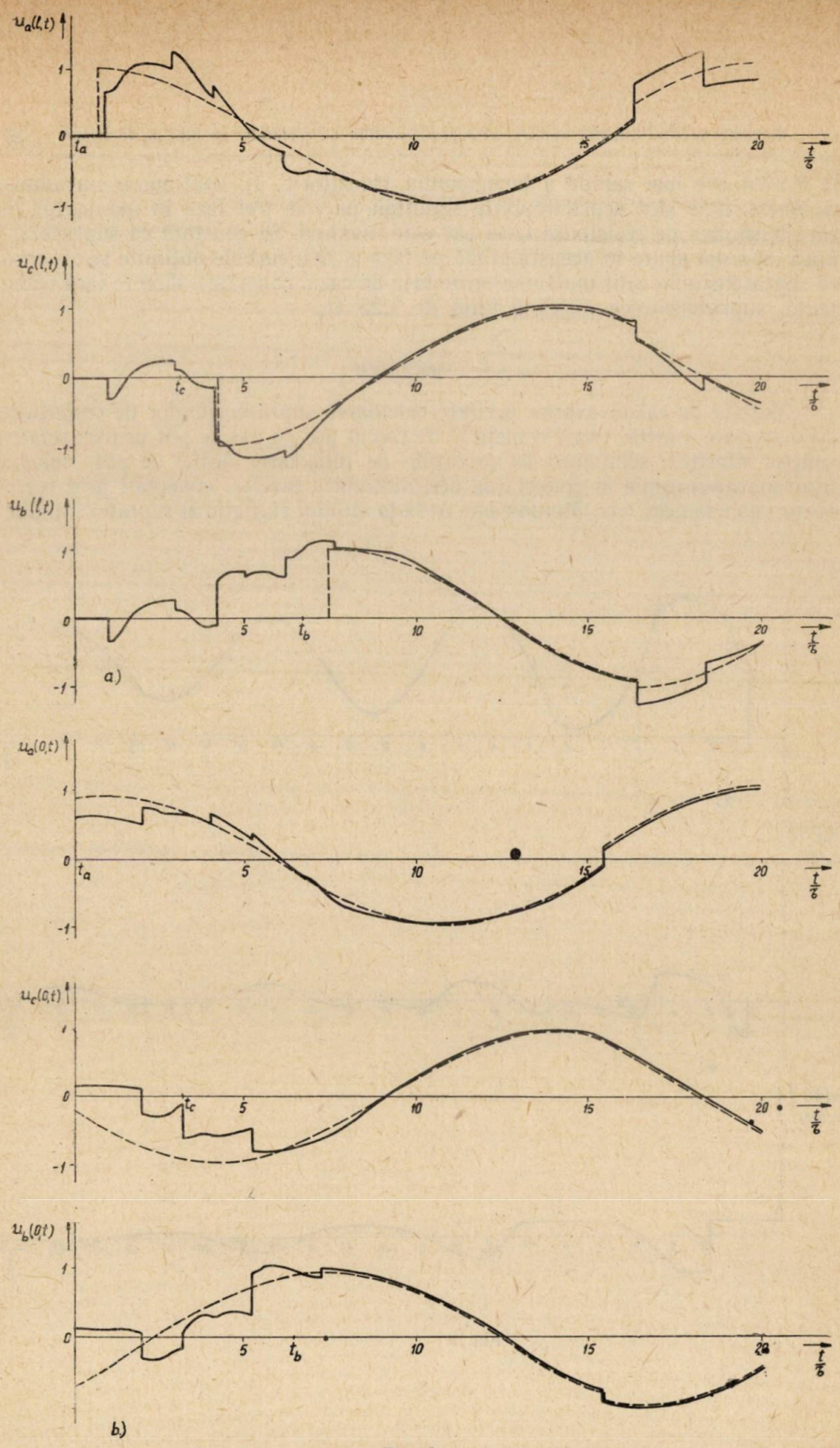


Fig. 3.

BIBLIOGRAFIE

1. P. Althammer, Ein Beitrag zur Berechnung von Ausgleichsvorgänge auf Mehrleitersystemen. Archiv für Elektrotechnik 1964, Nr. 3, pag. 170.
2. H. Böcker, H. Neu, Ein Verfahren zum Berechnen von Schaltvorgängen an einer Drehstromleitung. ETZ — A 1966, Nr. 1, pag. 25.
3. P. Althammer, R. Petitpierre, Schaltvorgänge und Schaltüberspannungen in Hochspannungsnetzen. BB Mitteilungen 1964, Nr. 1—2, pag. 33.
4. E. Wagner, Contribuții la calculul supratensiunilor de comutație la linii aeriene trifazate. Studii și cercetări de energetică și electrotehnică 1969, Nr. 2, pag. 377.
5. A. Semlyen, E. Wagner, Beitrag zum genaueren Berechnen der Schaltüberspannungen an Hochspannungsleitungen mit dem Bergeronverfahren. E.T.Z. — A 1969, nr. 18, pag. 436.
6. E. Wagner, A. Semlyen, Vereinfachte Berechnung der Modalparameter von Hochspannungsleitungen mit nebeneinanderliegenden Leitern. Archiv für Elektrotechnik 1969, Nr. 5, pag. 239.
7. A. I. Mc. Elroy, H. M. Smith, Propagation of Switching Surse Wave fronts on EHV Transmission Lines. IEEE Transactions PAS 1963, Nr. 2, pag. 983.

ИССЛЕДОВАНИЯ ПО ЧИСЛЕННОМУ РАСЧЕТУ КОММУТАЦИОННЫХ ПЕРЕНАРЯЖЕНИЙ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

(РЕЗЮМЕ)

В работе описывается численный метод расчета коммутационных перенапряжений на трехфазных линиях. Для исследования распространения волн на линии, предлагается применение интеграла Дюамеля и определяется матрица передаточных функций, на основе которой возможен учет влияния земли на развитие переходного явления.

Метод может быть применен и в том случае когда конечные условия на линиях затруднены. В работе развит вопрос определения условий отражения и дается метод расчета для получения отраженных волн, используя метод преображений Фурье.

В работе приводится также программа расчета и некоторые примеры в которых определялось, при помощи вычислительной машины, изменение напряжения при соединении трехфазной линии.

BEITRAG ZUM NUMERISCHEN BERECHNEN VON SCHALTÜBERSPANNUNGEN AUF HOCHSPANNUNGSLEITUNGEN

(ZUSAMMENFASSUNG)

In der vorliegenden Arbeit wird eine numerische Rechenmethode zum Berechnen der Schaltspannungen an Drehstromleitungen dargestellt. Zum Verfolgen der Wellenausbreitung auf Leitungen wird das Duhamel Integral

benutzt und eine Übertragungsmatrix eingeführt mit deren Hilfe auch der Erdeinfluss in Betracht gezogen wird.

Die vorgeschlagene Methode ermöglicht das Berechnen der Schaltspannugen auch auf Leitungen mit komplizierten Randbedingungen. Durch das Anwenden einer Fourier Transformation war es möglich die Reflexionsbedingungen auch im allgemeinen Fall zu schreiben.

Es wird das Rechenprogramm angegeben und der Spannungsverlauf beim Zuschalten einer Drehstromleitung berechnet.

POSIBILITĂŢI DE MĂSURARE DIRECTĂ A FRECVENŢEI PRIN METODA CURENŢILOR SAU TENSIUNILOR IN CUADRATURĂ

DE

V. PETRESCU, M. CREŢU

Circuitele de măsurare la care echilibrul se realizează prin aducerea în cuadratură a doi curenţi sau două tensiuni, oferă posibilitatea măsurării indirecte a inductanţelor, capacităţilor şi frecvenţei, dacă indicatorul de nul este de tipul sensibil la fază. Metodele directe de măsurare a frecvenţei descrise în lucrarea de faţă se bazează pe faptul că modulul raportului a doi curenţi sau doău tensiuni în cuadratură independentă de frecvenţă este proporţional cu frecvenţa.

Se pot realiza astfel frecvenţmetre sensibile, pentru frecvenţe industriale şi telefonice folosind ca instrument indicator un logometru, sau în cazuri particulare, un galvanometru magnetoelectric.

Notaţii folosite :

L – inductanţă liniară fixă,
R_L – rezistenţa totală a braţului cu inductanţă,
R_C – rezistenţa totală a braţului cu capacitate,
C – capacitatea liniară fără pierderi,
γ_i şi γ_u – raportul modulelor curenţilor, respectiv a tensiunilor în cuadratură,
r_p – rezistenţa echivalentă a punţilor redresoare.

1. MĂSURAREA FRECVENŢEI FOLOSIND CA INSTRUMENT INDICATOR UN LOGOMETRU

Dacă elementele circuitului din figura 1 sînt astfel alese încît se îndeplineşte condiţia :

$$L=C\cdot R_L\cdot R_C \qquad (1)$$

curenţii I_L şi I_C, sînt defazaţi la 90°, indiferent de valoarea frecvenţei sursei de alimentare [1]. Modulele curenţilor din cele două ramuri sînt respectiv :

$$I_L = \frac{U}{\sqrt{R_L^2 + L^2 \cdot w^2}} \qquad I_C = \frac{U}{\sqrt{R_C^2 + \frac{1}{C^2 \cdot w^2}}}.$$

Variaţia frecvenţei sursei de alimentare modifică modulele (fig. 1) curenţilor, dar nu afectează unghiul de defazare α care rămîne în permanenţă 90°. În aceste condiţii raportul γ_i este direct proporţional cu frecvenţa :

$$\gamma_i = \frac{I_C}{I_L} \sqrt{\frac{R_L^2 + L^2 \cdot w^2}{R_G^2 + \frac{1}{C^2 \cdot w^2}}} = \sqrt{\frac{R_L^2 (1 + R \cdot C^2 \cdot w^2)}{\frac{1 + R_C^2 \cdot C^2 \cdot w^2}{w^2 \cdot C^3}}}$$

$$\gamma_i = R_L \cdot C \cdot w = K \cdot f. \qquad (2)$$

În mod analog în cazul schemei serie (fig. 2) dacă se îndeplineşte aceeaşi condiţie de cuadratură raportul modulelor tensiunilor U_L şi U_C este de asemenea direct proporţional cu frecvenţa :

$$\gamma_u = \frac{R_L^2 + L^2 \cdot w^2}{R_C^2 + \frac{1}{w^2 \cdot C^2}} = R_L \cdot wC = K \cdot f. \qquad (3)$$

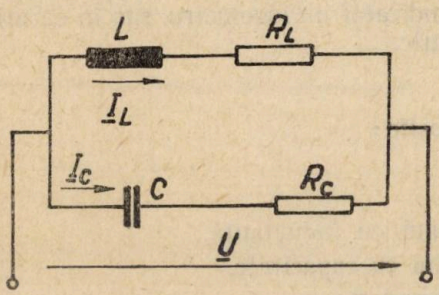


Fig. 1. Circuit *LC* paralel pentru aducerea în cuadratură a doi curenţi. Diagramă fazorială.

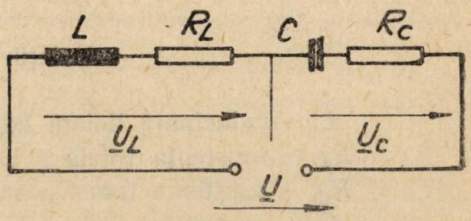


Fig. 2. Circuit *LC* serie pentru aducerea în cuadratură a două tensiuni.

Pentru măsurarea raportului γ_i deci implicit şi a frecvenţei am propus schema din figura 3 cu logometru magnetoelectric redresor. Cînd instrumentul logometric folosit are limita de măsurare finită, măsurarea frecvenţei este foarte sensibilă în jurul valorii frecvenţei nominale corespunzătoare mijlocului scalei. De exemplu prin folosirea în acest scop a logometrului românesc „Automatica", cu raportul caracteristic $k_i = 1{,}057$, limitele de măsurare pentru frecvenţa nominală de 50 Hz, vor fi respectiv : 50 : 1,057 = 47,4 Hz. şi 50: 1,057 = 52,8 Hz încît pentru întreaga scală vor corespunde aproximativ 5 Hz.

Erorile unui instrument de acest fel (fig. 3) se datoresc înafara erorii tolerate a instrumentului logometric, neliniarității rezistenței echivalente a punților redresoare și variației cu temperatura a coeficientului de redresare.

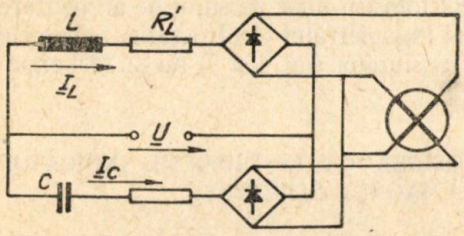


Fig. 3. Frecvențmetru logometric redresor care lucrează prin raportarea curenților în cuadratură.

Pentru a reduce la minimum influența neliniarității rezistenței echivalente a punților redresoare, asupra erorii globale a instrumentului, acestea se vor alege cu o rezistență de conducție mult mai mică decît rezistențele R_L și R_C.

În general erorile suplimentare datorite punților redresoare se pot micșora mult prin compensări analoage instrumentelor clasice de curent alternativ cu redresori [3].

După schema propusă în fig. 3 s-a experimentat un frecvențmetru pentru 300 Hz cu o gamă de măsurare de $\pm 15{,}5$ Hz avînd o scară aproximativ liniară. Instrumentul indicator a fost un logometru magnetoelectric „Automatica" cu un unghi de 15° între cadre și raport caracteristic de 1,057. Pentru redresare s-au folosit două punți redresoare cu cuproxid de tipul EWS 61741/1 avînd rezistența de aproximativ 100 ohmi la curentul nominal, al frecvențmetrului de 10 mA. Tensiunea de alimentare nominală a fost 100 V, fiind admise în limitele preciziei de mai jos, variații de $\pm 40\%$.

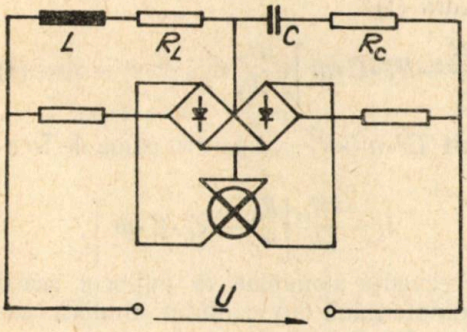


Fig. 4. Frecventmetru logometru redresor care lucrează prin raportarea tensiunilor în cuadratură.

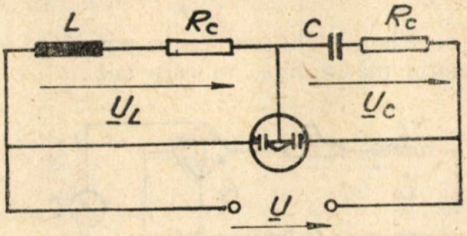


Fig. 5. Frecvențmetru logometric electrostatic.

Parametrii schemei de măsurare au fost $L=2{,}32$ H, $R_L=9000$ ohmi, $C=0{,}06\,\mu$F, iar $R_C=4\,370$ ohmi. Eroarea globală tolerată este aproximativ 2% iar clasa de precizie calculată conform [6] a fost 0,5.

Măsurarea raportului γ_u se poate executa de asemeni cu un logometru magnetoelectric redresor (fig. 4), dar mai indicată este folosirea logometrului electrostatic, (fig. 5). În ultimul caz ,deşi precizia care se poate obţine este mai mare, căci dispare sursa suplimentară de erori datorită punţilor redresoare, iar consumul este mult mai mic, apare dezavantajul folosirii unor tensiuni de alimentare ridicate, necesare creierii cuplului motor al logometrului electrostatic. Schemele de măsurare a frecvenţei prin raportarea tensiunilor (fig. 4 şi 5) nu au fost experimentate.

II. MĂSURAREA FRECVENŢEI PRIN FOLOSIREA CA INSTRUMENT INDICATOR A UNUI GALVANOMETRU MAGNETOELECTRIC

Dacă tensiunea de alimentare este stabilizată, în anumite condiţii, indicaţia unui instrument magnetoelectric este proporţională cu frecvenţa. Se analizează două scheme ; cu redresoare (a) şi respectiv cu termocuple de măsură (b)·

a) Punţile P_1 şi P_2 care redresează curenţii I_L şi I_C (fig. 6), sînt montate în opoziţie prin intermediul instrumentului magnetoelectric G. S-au notat cu R'_L şi R'_C rezistenţele de sarcină ale punţilor redresoare.

Componenta continuă a curentului pulsatoriu măsurat de instrument este proporţională cu diferenţa componentelor continui ale tensiunilor dublu redresate de către punţi :

$$i_g = \left[\frac{R'_L}{\sqrt{R_L^2 L^2 w^2}} - \frac{R'_C}{\sqrt{R_C^2 + \frac{1}{C^2 w^2}}} \right] \cdot \frac{2 \cdot U_m}{\pi \cdot R_t}$$

unde R_t este rezistenţa totală a circuitului instrumentului de măsură. Sau dacă se îndeplineşte condiţia de cuadratură (1)

$$i_g = \frac{1}{\sqrt{1 + C^2 \cdot w^2 R_C^2}} \cdot \left[\frac{R'_L}{R_L} - R'_C \cdot C \cdot w \right] \cdot \frac{2 U_m}{\pi R_t} \cdot \qquad (4)$$

Elementele schemei se pot alege încît $C^2 \cdot w^2 \cdot R_C^2 \ll 1$ pentru gama de frecvenţe măsurabilă, în care caz :

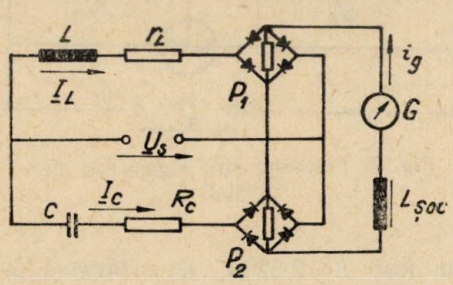


Fig. 6. Frecvenţmetru redresor alimentat cu tensiune U_s stabilizată.

$$i_g = \frac{2 U_m}{\pi R_t} \left[\frac{R'_L}{R_L} - R'_C \cdot C \cdot w \right].$$

Frecvenţa nominală la mijlocul scării se determină din condiţia anulării curentului prin instrument :

$$\frac{R'_L}{R_L} - R'_C \cdot C \cdot w_0 = 0$$

şi deci

$$w_0 = \frac{R'_L}{R_L \cdot R'_C \cdot C} \cdot \qquad (5)$$

Pentru variații de $\pm\Delta w$ a pulsației tensiunii de alimentare a schemei, componenta continuă măsurată de instrument va fi:

$$i_g = \frac{2 \cdot U_m}{\pi R_t} \cdot \left[\frac{R'_L}{R_L} - R'_C \cdot C \cdot (w_0 \pm \Delta w) \right] = \mp \frac{2 \cdot U}{\pi R t} \cdot R'_C \cdot C \cdot \Delta w \qquad (6)$$

sau cum tensiunea de alimentare este stabilizată, indicația instrumentului magnetoelectric va fi direct proporțională cu variația Δf a frecvenței față de valoarea nominală corespunzătoare mijlocului scalei:

$$i_g = K \cdot \Delta f. \qquad (6)$$

Astfel instrumentul magnetoelectric se poate etalona direct în unități de frecvență.

Înafara componentei continui, prin instrument va circula o componentă alternativă de frecvență dublă care îl va supraîncărca termic. Pentru blocarea acesteia s-a prevăzut în serie cu instrumentul o inductanță de șoc cu miez de permalloy. Fie u_1 și u_2 dezvoltările în serie Fourier a tensiunilor dublu redresate de la bornele punților P_1 și P_2:

$$u_1 = \frac{2 \cdot U_{1m}}{\pi} \left[1 + \frac{2}{1 \cdot 3} \cos 2wt - \frac{2}{3 \cdot 5} \cos 4wt + \frac{2}{5 \cdot 7} \cos 6wt - \ldots \right]$$

$$u_2 = \frac{2 \cdot U_{2m}}{\pi} \left[1 + \frac{2}{1 \cdot 3} \cos 2\left(wt + \frac{\pi}{2}\right) - \frac{2}{3 \cdot 5} \cos 4\left(wt + \frac{\pi}{2}\right) + \ldots \right].$$

La frecvența nominală cînd tensiunile u_1 și u_2 au amplitudinile egale, prin instrument va circula numai componenta alternativă

$$i_g = \frac{u_1 - u_2}{R_t} = \frac{2 \cdot U_m}{\pi R_t} \cdot \left[\frac{2}{1 \cdot 3} \cdot \cos 2wt + \frac{2}{5 \cdot 7} \cos 6wt + \ldots \right] \qquad (7)$$

La frecvențe diferite de frecvența nominală componenta alternativă se va micșora datorită inegalității amplitudinilor tensiunilor redresate u_1 și u_2.

b) Sensibilități mult mai mari pentru măsurarea frecvenței în jurul unei valori nominale, se obțin prin folosirea termocuplelor de măsură (fig. 7)

Termocuplele identice T_1 și T_2 sînt montate în opoziție prin intermediul gavanometrului magnetoelectric G.

Elementele circuitului din figura 7 se aleg astfel încît să se îndeplinească condiția de cuadratură iar la frecvența nominală și modulele curenților I_L și I_C să fie egale. În aceste condiții la frecvența nominală vor fi egale și tensiunile termoelectromotoare ale termocuplelor: $e_1 = K \cdot I_L^2$ și $e_2 = K \cdot I_C^2$. Eventuala inegalitate a coeficienților de transfer ale termocuplelor se poate corecta prin șuntarea convenabilă a încălzitoarelor [5].

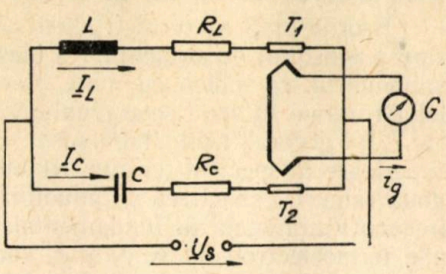


Fig. 7. Frecvențmetru cu termocuple, alimentat cu tensiune U_s, stabilizată.

Dacă R_t este rezistenţa de sarcină a termocuplelor curentul prin instrumente este:

$$i_g = \frac{e_1 - e_2}{R_t} = \frac{K}{R_t}(I_L^2 - I_C^2) = \frac{K \cdot U^2}{R_t}\left[\frac{1}{R_L^2 + L^2 \cdot w^2} - \frac{1}{R_L^2 + \frac{1}{C^2 \cdot w^2}}\right]$$

$$i_g = \frac{K \cdot U^2}{R_t(1 + w^2 \cdot C^2 R_C^2)} \cdot \left(\frac{1}{R_L^2} - w^2 \cdot C^2\right) \tag{8}$$

rezultînd o scară aproximativ patratică pentru frecvenţmetru. La frecvenţe joase termenul $w^2 \cdot C^2 R_C^2$ se poate neglija faţă de unitate şi deci:

$$i_g = \frac{K \cdot U^2}{R_t} \cdot \left[\frac{1}{R_L^2} - w^2 \cdot C^2\right)$$

pentru pulsaţia nominală $\frac{1}{R_L^2} - w_0^2 \cdot C^2 = 0$ şi $i_g = 0$ iar altă pulsaţie $w = w_0 \pm \Delta w$; $i_g = \frac{K \cdot U^2}{R_t} \cdot [\mp 2 \cdot w_0 \cdot \Delta w - (\Delta w)^2] C^2$ sau final:

$$i_g = \frac{K \cdot U^2 \cdot w_0 \cdot C^2}{R_t} \cdot \left[\mp 2 - \frac{\Delta w}{w_0}\right] \cdot \Delta w \tag{9}$$

rezultînd o scară aproximativ liniară căci în cazul unei senibilităţi ridicate $\frac{\Delta w}{w_0} \ll 2$.

Teoretic prin folosirea unui galvanometru sensibil se pot obţine sensibilităţi în frecvenţă foarte mari. De exemplu dacă galvanometrul are constanta $C_i = 1 \cdot 10^{-7}$ A/div. $R_i = 100$ ohmi (RFT) deviaţia maximă se produce pentru o tensiune elecctromotoare de dezechilibru de: $\Delta e = R_i \cdot \alpha_{max} \cdot C_i = 0{,}07$ mV, care apare la o variaţie a frecvenţei $\Delta f = 0{,}2$ Hz faţă de frecvenţa nominală de 50 Hz, dacă termocuplele de măsură produc la curentul nominal o tensiune electromotoare de aprox. 10 mV. Indicate în acest caz sînt termocuplele Philips TH5 la curentul nominal de 20 mA.

Erorile unui atare instrument se datoresc în special sistemului de stabilizare a tensiunii de alimentare. Chiar la variaţii ale tensiunii de alimentare, galvanometrul va indica cu mare precizie frecvenţa nominală deci va putea fi folosit numai în acest scop (cuplarea în paralel a maşinilor de curent alternativ etc.) În general prin stabilizare – fenomen neliniar – se introduc armonici superioare în spectrul tensiunii stabilizate care vor creia curenţi diferiţi pe cele două ramuri, capacitivă şi inductivă ale circuitului de măsură. Astfel chiar la frecvenţa nominală (a fundamentalei), datorită armonicilor superioare tensiunile termoelectromotoare e_1 şi e_2 vor fi diferite. Eroarea datorită armonicilor se poate reduce foarte mult prin introducerea între stabilizator şi circuitul de măsurare a unui filtru „trece banda", cu o bandă de trecere puţin mai mare decît gama de măsurare a frecvenţemetrului.

CONCLUZII

Metodele directe de măsurare a frecvenței, expuse în această lucrare au la bază circuitul, cu inductanță și capacitate, de aducere în cuadratură a doi curenți sau două tensiuni. Dacă instrumentul indicator este un logometru, deviația acestuia va fi proporțională cu frecvența tensiunii de alimentare. Se poate folosi în acest scop logometrul magnetoelectric pentru cuadratura curenților sau logometrul electrostatic pentru cuadratura tensiunilor. Precizia cea mai ridicată, credem că se poate obține în cazul logometrului electrostatic dar acum apare dezavantajul folosirii tensiunii de alimentare de valoare ridicată.

Prin stabilizarea tensiunii de alimentare se poate folosi ca indicator un instrument magnetoelectric. Etalonarea acestuia în unități de frecvență va fi liniară cînd curenții defazați în cuadratură sînt redresați, sau aproximativ liniară în cazul folosirii termocuplelor de măsură. În ambele cazuri eroarea de stabilizare a tensiunii de alimentare afectează puternic precizia măsurării.

Pe acest principiu se pot realiza instrumente pentru măsurarea cu mare precizie a unei singure frecvențe chiar dacă tensiunea de alimentare nu este perfect constantă. De asemeni se pot realiza relee de frecvență.

Instrumentele descrise în lucrarea de față se compară cu realizările existente în literatură [3], [4] de frecvențmetre cu circuite acordate. Față de acestea au avantajul unei sensibilități crescute și a unei etalonări liniare.

BIBLIOGRAFIE

1. Gh. Savin, Metode pentru măsurarea inductanțelor și capacităților în regim armonic și nearmonic prin defazarea curenților la 90° — Teză de Doctorat. Inst. Politehnic Iași. 1961.
2. Gh. Savin, Considerații asupra măsurării frecvenței prin aducerea a doi curenți în cuadratură. Buletinul Inst. Pol. Iași fasc. 3—4, 1964, pag. 207.
3. L. Baida și alții, Curs general de măsurări electrice. E.E.S. 1953, pag. 50—55.
4. U. L. Smith, A transducer-Type Frecvency Meter. A.I.E.E. Transactions, part I. September 1955, pag. 497—500.
5. R. Bigorn *Mesures électriques*, vol. II., Ed. Eyrolles. Paris 1948.
6. P. Manolescu, *Măsurări electrice industriale*, vol. I., Ed. Tehnică București 1966.

ВОЗМОЖНОСТИ НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ ПО МЕТОДУ ТОКОВ ИЛИ НАПРЯЖЕНИЙ В КВАДРАТУРЕ

(РЕЗЮМЕ)

Измерительные цепи в которых равновесие осуществляется путем приведения к квадратуре двух токов или двух напряжений, дают возможность косвенного измерения индуктивностей ёмкостей и частоты, если применяется чувствительный безфазный нулевой индикатор. Прямые методы измерения частоты описанные в работе основываются на

том, что модуль соотношения двух токов или двух напряжений в квадратуре независимой от частоты пропорционально частоте. Таким образом можно осуществить частотомеры чувствительные к промышленным и телефонным частотам, используя в качестве индикаторного прибора логометр или же в частных случаях — магнитоэлектрический гальванометр.

EINE DIREKTE MESSUNGSMÖGLICHKEIT DER FREQUENZ MIT HILFE ZWEIER RECHTWINKELIG-PHASENVERSCHOBENEN STRÖME ODER SPANNUNGEN

(ZUSAMMENFASSUNG)

Die Messkreise deren Gleichgewicht durch die Verschiebung mit 90° zweier Ströme oder Spannungen erzielt wird ermöglichen die indirekte Messung der Induktivitäten, Kapazitäten und Frequenzen falls der Nullanzeiger Phasenempfindlich ist. Die in dieser Arbeit beschriebenen direkte Messungsmethoden der Frequenz stützen sich auf die Tatsache dass das Modul des Verhältnisses zweier rechtwinkelig-phasenverschobenen, Frequenzunabhängigen Ströme oder Spannungen direkt proportional mit der Frequenz ist.

Auf dieser Weise können Frequenzmesser erzeugt werden die empfindlich für Netz- und Telephonfrequenz sind falls das Anzeigerinstrument ein Logometer oder in Einzelfällen ein Magnetoelektrisches Galvanometer ist.

CONSIDERAȚII PRIVIND POSIBILITĂȚILE DE REALIZARE A UNUI GRUP MOTOR ASINCRON-GENERATOR SINCRON CARACTERIZAT PRINTR-O FUNCȚIONALITATE MULTIPLĂ DETERMINATĂ*)

DE

I. NOVAC, B. OPRENDECK

1. INTRODUCERE

Grupurile motor asincron-generator sincron cu funcționalitate multiplă și-au găsit o utilizare destul de largă în cadrul laboratoarelor de cercetări și a standurilor de probă ale întreprinderilor constructoare de mașini electrice, ca urmare a economiei de utilaje și de spațiu care se realizează în acest fel.

Funcționarea corespunzătoare a unui asemenea grup în fiecare regim impus și găsirea unei soluții tehnico-economice convenabile în acest sens ridică inerent o serie de probleme teoretice și practice ce se cer rezolvate. Natura acestor probleme și soluțiile lor diferă în funcție de numărul și felul regimurilor deosebite care se impun a fi realizate.

În cele ce urmează, se prezintă studiul efectuat în scopul găsirii unei soluții corespunzătoare pentru realizarea unui grup motor-generator cu o anumită funcționalitate multiplă, prevăzut a fi unul dintre agregatele standului de probă al unei uzine din țară pentru încercarea hidrogeneratoarelor și a diverselor utilaje auxiliare destinate hidrocentralei „Porțile de Fier". În afară de regimul obișnuit, de grup motor-generator, grupul urmează să poată funcționa și ca grup convertizor de frecvență de la 50 la 60 Hz, respectiv de la 50 la 100 Hz, precum și ca grup convertizor de număr de faze, în sensul că trebuie să asigure și funcționarea cu o încărcare inductivă monofazată dată, de lungă durată, a generatorului sincron. Analiza unui asemenea grup nu a fost întîlnită de autori în literatură.

2. STABILIREA POSIBILITĂȚILOR DE REALIZARE A GRUPULUI ȘI A CONDIȚIILOR GENERALE CARE SE CER SATISFĂCUTE

Avînd în vedere imposibilitatea practică de executare a generatoarelor sincrone cu poli comutabili, condiția de a se obține de la generator trei frecvențe diferite: 50, 60 și 100 Hz conduce la concluzia că motorul asincron trebuie executat ca motor cu trei turații.

---

*) Rezultatele au fost comunicate la sesiunea de comunicări de lucrări în colaborare cu producția, I.P.T., 1967.

Considerînd funcționarea generatorului cu $f=60$ Hz ca regim nominal (condiție impusă de uzină) și convenind a se nota cu ($'$) respectiv cu ($''$) mărimile din cazul funcționării generatorului cu 50 Hz și cu 100 Hz, relația $f=pn$ conduce la concluzia că între cele trei turații ale motorului, alimentat cu tensiune de 50 Hz, trebuie să existe următoarele relații :

$$n_n=1{,}2\cdot n' \quad \text{și} \quad n''=2\cdot n' \tag{1}$$

Ținînd seama de turațiile posibile ale motorului, se deduce ușor că singura soluție este : $n_n=600$ rpm, $n'=500$ rpm, $n''=1\,000$ rpm.

În cazul în care defazajul interior ψ se menține constant, gradul de utilizare a unității de suprafață laterală a indusului generatorului sincron, din punct de vedere electromagnetic, este practic același la oricare dintre turațiile amintite pacă sînt satisfăcute relațiile :

$$\frac{S'}{f'}=\frac{S_n}{f_n}=\frac{S''}{f''} \tag{2}$$

(unde prin S s-a notat puterea aparentă). Relațiile (2) se justifică prin expresia cunoscută a efortului tangențial aparent mediu ([1], pag. 421)

$$\sigma_s=\frac{1}{\pi^2}\cdot\frac{S_i}{nD^2l_i},$$

în care S_i reprezintă puterea aparentă interioară, iar D și l_i diametrul și lungimea ideală a mașinii.

Pentru ca încălzirea mașinii să se mențină practic neschimbată la modificarea turației generatorului, funcționarea mașinii la diferitele turații de lucru trebuie să se caracterizeze prin același curent în indus ([1], pag. 430). Corelînd această condiție cu cele exprimate prin relațiile (2), rezultă că generatorul sincron se va comporta similar din punct de vedere electromagnetic și termic la toate cele trei frecvențe impuse f', f_n, f'', dacă sînt îndeplinite, simultan, relațiile (2) și relațiile

$$\frac{U'}{f'}=\frac{U_n}{f_n}=\frac{U''}{f''}. \tag{3}$$

În ceea ce privește funcționarea generatorului în sarcină monofazată, este cunoscut faptul că un generator sincron trifazat poate funcționa cu o încărcare monofazată, fără să se ridice vreo problemă, dacă puterea care i se cere nu depășește 45–50% din puterea sa nominală în trifazat ([1], [2], [3], [4]). În cazul cînd puterea monofazată impusă este mai mare, urmează să se țină seama de acest lucru la dimensionarea mașinii.

Considerațiile de mai sus demonstrează că realizarea grupului motor-generator cu funcționarea multiplă prescrisă este posibilă. Problemele concrete care rămîn de rezolvat sînt legate de găsirea soluției celei mai convenabile privind motorul cu trei turații și rezolvarea problemelor de dimensionare a generatorului, ridicate de diversitatea regimurilor de funcționare și de abaterile inerente (în condițiile standardizării tensiunilor) de la condițiile (2) și (3).

3. STUDIUL PROBLEMELOR RIDICATE DE REALIZAREA GENERATORULUI

Chiar și în cazul în care relațiile (3) sînt satisfăcute*) și cînd, prin urmare, dimensiunile principale ale generatorului se pot stabili referindu-se la oricare dintre regimurile impuse, diversitatea acestora atrage după sine anumite particularități de care trebuie să se țină seama în proiectare.

Adoptarea dimensiunilor principale determină univoc efortul tangențial și deci și produsul

$$P=k_{b1}\cdot A\cdot B_{\delta 1}. \tag{4}$$

Față de proiectarea normală, în cazul generatorului studiat este rațional a se alege o valoare a inducției mai redusă decît cea obișnuită ,pentru a limita în acest fel creșterea pierderilor în fier la funcționarea cu 100 Hz. Valoarea lui P fiind determinată, rezultă implicit o încărcare liniară A relativ mare și deci, pentru a nu se ajunge la o încălzire inadmisibilă, este recomandabil a se alege o densitate de curent mai scăzută. Mărirea secțiunii conductorului (respectiv a crestăturilor) face necesară și creșterea într-o oarecare măsură, în raport cu o mașină normală, a diametrului mașinii.

Funcționarea în regim de încărcare monofazată atrage necesitatea unei colivii de amortizare în rotorul mașinii ([5], [6]) astfel dimensionată, încît să se anihileze unda inversă a cîmpului monofazat care ia naștere în acest regim, precum și realizarea unei consolidări elastice a statorului, pentru a preîntîmpina deteriorarea mașinii (care ar putea avea loc, la o fixare rigidă, datorită vibrațiilor determinate de caracterul pulsant al cuplului).

Nu mai puțin importantă este problema obținerii unei tensiuni sinusoidalei în oricare regim de lucru. Pe lîngă soluția cunoscută, de executare a polilor cu întrefier variabil sub tălpile polare după un profil determinat, de o deosebită importanță este alegerea corespunzătoare a tipului de înfășurare statorică. Este recomandabilă ([1] – pag. 456, [7] – pag. 188) folosirea unei înfășurări cu q fracționar în două straturi, la care în curba cîmpului nu intervin subarmonicile care se fac simțite la o înfășurare într-un singur strat.

Condiția impusă mașinii de a funcționa și cu frecvența de 100 Hz face ca problema reducerii la minim a pierderilor suplimentare din tălpile polare, determinate de armonicile cîmpului, să prezinte o deosebită importanță. În acest sens, înfășurarea urmează să se execute ([1], pag. 104) cu un pas de înfășurare avînd o valoare cît mai apropiată de $y=0{,}8\,\tau$.

4. STUDIUL PROBLEMELOR RIDICATE DE REALIZAREA MOTORULUI

Principala problemă privind execuția motorului cu trei turații este aceea a alegerii numărului de înfășurări statorice. Soluția cea mai economică constă în executarea mașinii cu o singură înfășurare, cu poli comutabili, astfel conce-

*) În caz contrar, este necesar a se ține seama și de implicațiile pe care le introduc abaterile respective.

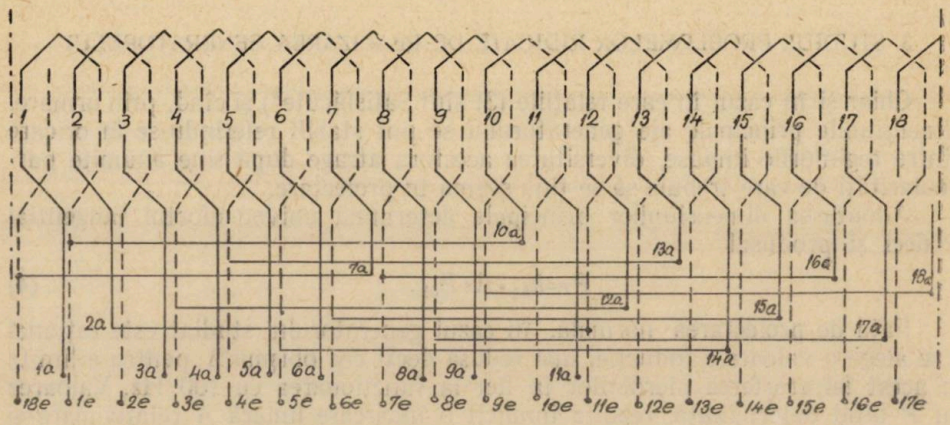


Fig. 1. Schema de principiu a înfășurării cu poli comutabili pentru trei valori ale lui p: 3, 5, 6.

puță încît să fie posibilă obținerea oricăreia dintre cele trei valori ale lui, necesare obținerii turațiilor de 500 rpm, 600 rpm și 1 000 rpm.

O asemenea soluție poate fi însă adoptată numai în cazul în care realizarea ei tehnică este posibiilă, respectiv, se asigură o funcționare în condiții corespunzătoare la oricare dintre cele trei turații.

Datele din literatură, privind înfășurările cu poli comutabili pentru obținerea a trei turații, sînt destul de rare și sînt lipsite de elementele concrete necesare proiectării. Recomandări ceva mai precise se găsesc în [8], care propune (pag. 208) folosirea unei categorii de înfășurări experimentate de firma Siemens-Schuckert. Schema de înfășurare se bazează (fig. 1) pe existența a $n_b = 18$ grupuri de bobine interconectabile. Pentru a obține $p=6$ și $p=3$, grupurile de bobine urmează să fie legate între ele în așa fel încît să se obțină, în primul caz, o înfășurare trizonală, iar în al doilea, o înfășurare hexagonală (conexiune tip Dahlander). Pentru $p=5$ înfășurarea se execută conform schemei de conexiuni din figura 2, cu un număr fracționar de grupuri de bobine pe fază. Indicațiile se rezumă la cele de mai sus, lipsind relațiile cantitative care să facă posibilă realizarea concretă a înfășurării.

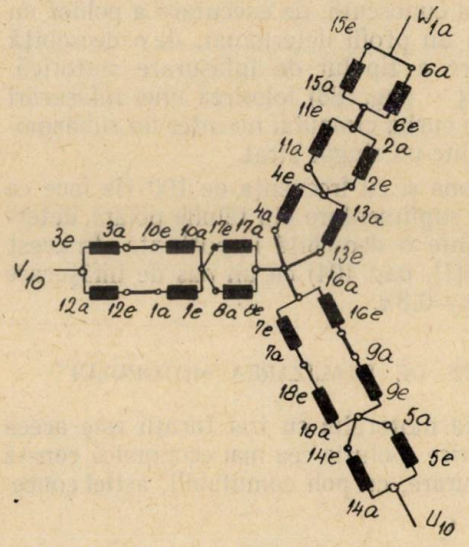


Fig. 2. Schema de conexiuni a grupurilor de bobine pentru realizarea lui $p=5$.

Avantajele rezultate prin folosirea conexiunii de tip Dahlander pentru obținerea a două dintre valorile impuse lui p, precum și acela de a fi fost verificată în cadrul unei firme de renume mondial, sînt argumentele care pledează pentru ca o înfășurare de acest tip să poată fi considerată ca o soluție potrivită.

Analiza curbei de repartiție a solenației relevă, în cazul realizării numărului de perechi de poli $p=5$, existența unei subarmonici avînd o perioadă corespunzătoare periferiei indusului. În aceste condițiuni, pentru a avea posibilitatea unei tratări unitare a problemelor indiferent de numărul de poli realizat, s-a ales ca element de raportare a armonicilor superioare unda fundamentală ce corespunde la $p=1$. Rezultă în acest fel relațiile de formă cunoscută, dar cu o valabilitate extinsă la orice p și la orice armonică:

$$U_{e\nu'} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \cdot f_{\nu'} k_{b\nu'} w_1 \Phi_{\nu'}, \tag{5}$$

$$F_{\nu'} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot m_1 \cdot w_1 \cdot \frac{k_{b\nu'}}{\nu'} \cdot I_1, \tag{6}$$

respectiv pentru coeficientul de dispersie diferențială

$$\sigma_{10} = \sum_{\substack{\nu'=1 \\ \nu' \neq p}}^{\infty} \left(\frac{p \cdot k_{b\nu'}}{\nu' \cdot k_{b\nu'=p}} \right)^2. \tag{7}$$

În aceste relații

$$\nu' = p \cdot \nu \tag{8}$$

în timp ce celelalte notații sînt cele obișnuite.

Factorul de repartizare $k_{r\nu'}$ din expresia factorului de bobinaj $k_{b\nu'} = k_{r\nu'} \cdot k_{s\nu'}$ (prin $k_{s\nu'}$ notîndu-se factorul de scurtare) se poate determina pe cale grafică după metoda cunoscută. Observînd însă că tipul de înfășurare studiat se deosebește de înfășurările obișnuite prin aceea că fazele se obțin printr-o anumită grupare a unui anumit număr de grupări de bobine, a căror tensiune nu se mai adună algebric, pentru $k_{r\nu'}$ se poate determina și următoarea relație

$$k_{r\nu'} = k_{R\nu'} \cdot k_{g\nu'}, \tag{9}$$

în care $k_{R\nu'}$ este de forma obișnuită

$$k_{R\nu'} = \frac{\sin \nu' \frac{q\alpha}{2}}{q \sin \nu' \frac{\alpha}{2}}, \tag{10}$$

iar factorul subunitar $k_{g\nu'}$ are expresia

$$k_{g\nu'} = \frac{\sin \nu' \pi}{n_{bf} \cdot \sin \nu' \frac{\pi}{n_{bf}}} \quad \text{sau} \quad k_{g\nu'} = \frac{1 - 2 \sin \nu' \frac{4\pi}{n_b}}{3} \tag{11}$$

după cum înfășurarea are fazele formate dintr-un număr de grupuri pe fază întreg sau fracționar.

Notaţiile din relaţiile (9) la (11) au semnificaţiile: α – unghiul geometric între două crestături; q – numărul de crestături corespunzătoare unui grup de bobine; n_b – numărul total de grupuri de bobine; n_{bf} – numărul grupurilor de bobine pe o fază.

Cu ajutorul relaţiilor stabilite, toate elementele care definesc înfăşurarea sînt determinate şi pot fi calculate.

În ceea ce priveşte alegerea numărului de crestături din rotor, care este normal a se alege de tip în colivie (pentru a elimina necesitatea modificărilor la înfăşurare la trecerea de la o valoare a lui p la alta), în literatură ([9]... [14]) sînt date suficient de numeroase recomandări; lipsesc însă indicaţiile privind modul de determinare a armonicilor superioare din stator care, prin interacţiunea cu cele din rotor, conduc la apariţia unor cupluri parazite de tip sincron.

Notînd cu μ' armonicile rotorice ce dau cupluri sincrone cu armonicile ν' din stator, condiţia de apariţie a acestor cupluri este:

$$\pm\mu'=\nu', \tag{12}$$

semnul + corespunzînd la $n=0$, iar semnul – la $n\neq 0$.

Ordinul armonicii ν' şi cel al armonicii μ' pot fi exprimate sub forma:

$$\nu'=p\,(6k_1+1), \quad \mu'=k_2N_2+p(6k_1+1) \tag{13}$$

şi deci ordinul armonicilor care determină apariţia de cupluri parazite sincrone este

$$\nu'=p\,(6k+1), \tag{14}$$

în care, pentru cupluri parazite ce intervin la $n=0$

$$k=k_1+k_2A, \tag{15}$$

iar pentru cupluri parazite în mers

$$k=-k_1-k_2B. \tag{16}$$

În aceste relaţii, k_1 şi k_2 sînt numere întregi, iar A şi B se determină cu relaţiile:

$$A=\frac{N_2}{6p}, \quad B=\frac{k_2N_2+p}{6k_2p}. \tag{17}$$

5. APLICAŢIE PRACTICĂ

Pornind de la rezultatele teoretice obţinute, au fost fixate mărimile care să caracterizeze fiecare regim. Ele sînt concentrate în tabelul 1.

Tabelul 1.

Nr. crt.	Regimul de funcţionare	Generatorul					Motorul	Obs.
		S (kVA)	U (kV)	conex.	f (Hz)	cos φ	n (rpm)	
1	Nominal: convertizor 50 → 60 Hz	3 000	8	Y	60	0,9	600	a)
2	Grup M-G	2 500	6,3	Y	50	0,9	500	—
3	Convertizor 50 → 100 Hz	4 000	6,3	D	100	0,9	1 000	b)
4	Convertizor m=3 → 1	1 500	6,3	Y	50	ind.	500	—

a) Grupul trebuie să suporte o supraîncărcare de 50% timp de 5 minute.
b) Regim de durată limitată: 20 minute.

Avînd în vedere necesităţile standului în cadrul căruia va funcţiona grupul, tensiunile generatorului corespunzătoare diferitelor frecvenţe nu au putut fi alese astfel încît să satisfacă întrutotul relaţiile (2). În aceste condiţii, pentru a se menţine o valoare practic aceeaşi a curentului din indus indiferent de valoarea frecvenţei, a fost necesară alegerea unei puteri S'' care, la rîndul ei, satisface relaţiile (3) numai în mod aproximativ.

În absenţa condiţiei privind funcţionarea şi în monofazat, dimensionarea generatorului urma să se facă pentru datele care caracterizează regimul de grup motor-generator obişnuit la 50 Hz, în care caz curentul din indusul generatorului are valoarea cea mai mare (228 A, faţă de 216 A şi respectiv 212 A, din cazul funcţionării generatorului la 60 Hz şi respectiv 100 Hz). Prezenţa şi a regimului monofazat caracterizat printr-o putere mai mare decît $0{,}5.S'$ a impus ca în proiectarea generatorului să se ţină seama de acest lucru, dimensiunile maşinii adoptîndu-se pentru puterea corespunzătoare acestei situaţii.

În dimensionarea celor două maşini s-au aplicat concluziile studiului teoretic. Generatorul sincron are o înfăşurare în două straturi cu q=2,5 crest/pol şi fază, $m = 3$, $N = 90$, $y = 6$ (deci cu o scurtare corespunzătoare raportului $y/\tau = 0{,}8$). Acestei soluţii îi corespund factorii de bobinaj $k_{b1} = 0{,}914$, $k_{b5} = 0$, $k_{b7} = 0{,}083$, $k_{b11} = 0{,}104$, $k_{b13} = k_{b17} = 0{,}06$. Supraîncărcarea de 50% la 60 Hz, chiar şi pe o perioadă limitată, a necesitat executarea înfăşurării de excitaţie într-un singur strat, din benzi late izolate între ele şi neizolate la suprafaţa exterioară. O asemenea înfăşurare măreşte sensibil coeficientul de utilizare a spaţiului interpolar, admiţînd, în acelaşi timp ([1]), o încălzire cu 15°C mai mare decît la bobinele cu sîrmă. În stabilirea diferitelor soluţii privind calculul electromagnetic sau probleme constructive, s-a ţinut seama de rezultatele studiului teoretic.

Motorul asincron s-a prevăzut cu o singură înfăşurare, caracterizată prin m=3, N_1=180 şi p=3,5 respectiv 6. Pornirea motorului se face printr-un intreruptor Y/D, la conexiunea de 500 rpm; realizarea turaţiilor de 600 şi 1 000 rpm se asigură prin modificarea legăturilor dintre bobine, printr-un comutator. Numărul de 134 crestături adoptat în rotorul cu dublă colivie a fost ales în baza concluziilor teoretice obţinute privind anihilarea cuplurilor parazite şi a zgomotului în funcţionare. În vederea verificării valabilităţii formulelor (5)

...(11) stabilite în lucrare, în prealabil, s-au făcut încercări asupra unui număr de 16 motoare normale şi 2 motoare cu două turaţii, de construcţie EMT, constatîndu-se o bună concordanţă între rezultatele încercărilor şi cele teoretice.

Materialul prezentat a fost folosit la elaborarea proiectului definitiv al grupului.

BIBLIOGRAFIE

1. R. Richter, *Maşini electrice*. Edit. Tehnică 1959 (vol.II).
2. C. Parteni, Problema încărcării nesimetrice a generatorului sincron. Bul. Acad. Inst. de studii de energetică, 1954—56.
3. I. Sîromiatnikov, *Problemele exploatării generatoarelor sincrone*. Gosenergoizdat, 1948.
4. I. Sîromiatnikov, *Regimurile de lucru ale generatoarelor sincrone*. Gosenergoizdat, 1952.
5. R. Rüdenberg, *Energia curenţilor turbionari*. Stuttgart, Enke 1906.
6. E. Putz, Bobinaje de amortizare. EuM, 1943, t. 61, p. 643.
7. R. Richter, *Înfăşurările maşinilor electrice*. Editura Tehnică 1958.
8. H. Sequenz, *Die Wicklungen elektrischer Maschinen*, Springer Verlag Wien, 1950, (vol. III).
9. H. Jordan, *Geräuscharme Elektromotoren*. Essen. Verlag Girardet 1950.
10. W. Schuisky, *Induktionsmaschinen*. Wien. Springer Verlag 1957.
11. W. Nürnberg, *Die Asynchronmaschine*. Berlin. Springer Verlag 1963.
12. M. L. Liwschitz, *Die elektrischen Maschinen*. Leipzig, Verlag Teubner 1934. (vol. III).
13. J. Klamt, *Berechnung und Bemessung elektrischer Maschinen*. Berlin. Springer-Verlag, 1962.
14. I. Novac şi B. Oprendeck, Asupra determinării analitice şi verificării experimentale a cuplurilor parazite asincrone la maşini de inducţie. Bul. I.P.T. 1961, t. 7 (21), pag. 371—381.

О ВОЗМОЖНОСТИ ОСУЩЕСТВЛЕНИЯ АГРЕГАТА АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ-ГЕНЕРАТОР, ХАРАКТЕРИЗУЕМОГО ОПРЕДЕЛЕННОЙ МНОГООБРАЗНОСТЬЮ РАБОТЫ

(РЕЗЮМЕ)

Рассматривается с теоретической точки зрения осуществление агрегата асинхронный двигател-генератор, который мог бы работать в режиме модификатора частоты от 50 до 60 Гц и от 50 до 100 Гц, а также как фазопреобразовательный агрегат от трех фаз к одной. Показана возможность осуществления такого агрегата, даются общие расчетные предпосылки и отдельно изучаются главные вопросы каждой составной машины. Для асинхронного генератора уточняются элементы, которые должны быть учетны при установлении главных размеров и обмотки якоря для того, чтобы машины могли работать в соответствующих условиях при любом выбраном режиме. Для асинхронного двигателя выводятся расчетные уровнения для ряда обмоток с переключательными полюсами для трех скоростей врашения включая те которые определяют

гармоники могущие привести к появлению паразительных моментов синхронного типа.

Численные результаты, полученные в результате использования теоретических выводов, являются основными данными, необходимыми для окончательного осуществления проекта агрегата.

BETRACHTUNGEN ÜBER DIE AUSFÜHRUNGSMÖGLICHKEITEN EINES ASYNCHRONMOTOR-SYNCHRONGENERATOR-SATZES UNTER DER BEDINGUNG EINER VIELFACHEN FUNKTIONALITÄT

(ZUSAMMENFASSUNG)

Es werden die theoretischen Betrachtungen über die Ausführung eines Motor-Generatorsatzes, welcher sowohl als Frequenzumformer von 50 Hz auf 60 Hz und von 50 Hz auf 100 Hz, wie auch als Drei-Einphasenumformer arbeiten soll, vorgezeigt. Nachdem man die Ausführungsmöglichkeit eines solchen Satzes beweisst und die allgemeinen Berechnungsvorbestimmungen festsetzt, werden, separat für jede Maschine die wichtigsten Probleme der Berechnung, untersucht. Für den Synchrongenerator bestimmt man die Elemente auf denen man bei der Wahl der Hauptabmessungen und der Statorwicklung Rücksicht nehmen muss, damit die Maschine in allen Betriebsbedingungen entsprechend arbeitet. Für den Asynchronmotor bestimmt man die Berechnungsformeln für eine Kathegorie von polumschaltbaren Wicklungen für drei Drehzahlen und für die Bestimmung der Oberwellen welche zusätzliche Synchronmomente erzeugen können.

Die numerischen Daten, welche man durch die Anwendung der theoretischen Schlussfolgerungen erhalten hat, representieren die zur Ausarbeitung des entgültingen Projekts notwendigen Grundsteine.

ASUPRA CUPLULUI COMPONENTEI APERIODICE A CURENTULUI STATORIC AL MAŞINII SINCRONE

DE

A. CIMPEANU

1. INTRODUCERE

La stabilirea cuplului electromagnetic cu care se operează în probleme de stabilitate dinamică, al unei maşini sincrone rotită printr-un mijloc exterior la sincronism, care se conectează la reţea, trebuiesc luate în consideraţie şi componentele aperiodice ale curentului statoric ce putînd fi importante nu se mai neglijează.

Aceste componente aperiodice determină în maşină un cîmp magnetic fix care se suprapune peste cîmpul învîrtitor. Din interacţiunea dintre acest cîmp magnetic fix şi rotor ca urmare a asimetriei magnetice a maşinii după cele 2 axe, rezultă un cuplu de frecvenţă dublă frecvenţei reţelei şi de o amplitudine dependentă de gradul de asimetrie ; la asimetrie nulă (maşina cu poli înecaţi) se anulează şi cuplul. Din punctnl de vedere al stabilităţii dinamice nu interesează acest cuplu. În afara acestei componente alternative, în maşina reală mai apare o componentă aperiodică determinată de pierderile în rotor. Această componentă a cuplului interesează şi va fi calculată pentru că apare în procesul de pendulare ca un cuplu rezistent suplimentar la arbore.

2. TRATARE

Calculul se face rezolvînd ecuaţiile lui Park scrise în formă operaţională pentru cazul $\omega=\omega_1=ct$ şi cu neglijarea rezistenţei statorului. De aceasta se va ţine cont în final prin introducerea constantei de timp de amortizare a curenţilor aperiodici T_{a3}.

Se obţin curenţii şi fluxurile din cele două axe, i_d, i_q, ψ_d, ψ_q de forma

$$\left.\begin{aligned} i_d &= \frac{pu_{d0}+u_{q0}}{(p^2+1)\,X_d(p)} \\ i_q &= \frac{pu_{q0}-u_{d0}}{(p^2+1)\,X_q(p)} \\ \psi_d &= \frac{pu_{d0}+u_{q0}}{p^2+1} \\ \psi_q &= \frac{pu_{q0}-u_{d0}}{p^2+1} \end{aligned}\right\} \qquad (1)$$

unde $u_{d0} = -u \sin \vartheta_0$, $u_{q0} = u_{ep} - u \cos \vartheta_0$, sînt componentele tensiunilor după cele 2 axe în momentul conectării corespunzător unghiului intern ϑ_0 și mașinii excitate, iar $X_d(p)$, $X_q(p)$ reactanțele operaționale.

Cuplul electromagnetic aperiodic este dat de interacțiunea componentelor aperiodice ale curenților și fluxurilor reali din mașină sau ceea ce este același lucru interacțiunea dintre componentele periodice ale curenților și fluxurilor din cele 2 axe.

Pierderile ce apar în rotor ca urmare a deplasării acestuia în cîmpul curenților continui statorici se consideră produse numai în două înfășurări, plasate cîte una în fiecare axă. În acest caz reactanțele operaționale ce intervin în ecuații capătă forma [1] :

$$X_d(p) = \frac{X'_d T_d p + X_d}{T_d p + 1} \tag{2}$$

și o relație analoagă pentru $X_q(p)$.

T_d, T_q – constantele de timp ale înfășurărilor rotorice considerate, la mersul în gol. Rezolvînd împreună relațiile (1), (2) și ținînd cont de valorile u_{d0} și u_{q0} de mai sus rezultă pentru componentele periodice căutate valorile:

$$\psi_{dp} = -u \sin \vartheta_0 \sin t - (u_{ep} - u \cos \vartheta_0) \cos t$$

$$\psi_{qp} = (u_{ep} - u \cos \vartheta_0) \sin t - u \sin \vartheta_0 \cos t$$

$$i_{dp} = \frac{u_{ep} - u \cos \vartheta_0}{Z_d^{*2}} (-X_d^* \cos t + R_d^* \sin t) - \frac{u \sin \vartheta_0}{Z_d^{*2}} (X_d^* \sin t + R_d^* \cos t) \tag{3}$$

$$i_{qp} = \frac{u_{ep} - u \cos \vartheta_0}{Z_q^{*2}} (R_q^* \cos t + X_q^* \sin t) + \frac{u \sin \vartheta_0}{Z_q^{*2}} (R_q^* \sin t - X_q^* \cos t).$$

În relațiile de mai sus

$$R_d^* = \frac{(X_d - X'_d) T_d}{1 + T_d^2} \qquad X_d^* = \frac{X_d + X'_d T_d^2}{1 + T_d^2} \qquad Z_d^{*2} = R_d^{*2} + X_d^{*2}$$

și forme analoge pentru mărimile corespunzătoare axei q.

Pe baza celor arătate mai sus, fluxul și curenții se amortizează cu constanta de timp T_{a3} așa că valorile apărute trebuiesc înmulțite cu $e^{-t/T_{a3}}$.

Înlocuind valorile (3) în relația cea mai generală pentru cuplu se obține pentru componenta aperiodică a cuplului expresia

$$M_{ap} = \frac{1}{2} (\Delta u)^2 \left(\frac{R_d^*}{Z_d^{*2}} + \frac{R_q^*}{Z_q^{*2}} \right) e^{-\frac{2t}{T_{a3}}} \tag{4}$$

unde

$$\Delta u^2 = u^2 + u_{ep}^2 - 2 u u_{ep} \cos \vartheta_0 .$$

Rezultă de aici că acest cuplu depinde de condițiile de cuplare. El este nul în cazul conectării ideale cînd u și u_{ep} sînt în fază și egale. Într-adevăr în acest caz nu se stabilesc nici curenți aperiodici în înfășurările indusului, și are valoarea maximă pentru u și u_{ep} în opoziție cînd Δu atinge maximul ($\Delta u = u + u_{ep}$) (în acest caz și curenții aperiodici ating valori maxime). Pentru cazurile de cuplare între aceste 2 poziții extreme, rezultă de o valoare dependentă de defazajul ϑ_0 dintre u și u_{ep} din momentul conectării.

Neglijarea pierderilor din rotor revine la a considera $R_d^* = R_q^* = 0$ și deci rezultă și $M_{ap} = 0$.

Determinarea valorii lui pe diferite tipuri de mașini urmează să facă obiectul unor măsurători ulterioare.

Se stabilește ordinul lui de mărime pe baza datelor din literatură, [1], [2].

a. **În cazul turbogeneratoarelor**

Se ia $T_{a3} = 0{,}2$s, $X_d'' = X_q'' = 0{,}15$, $R_d^* = R_q^* = 0{,}03$.

Se consideră cazul cel mai defavorabil de conectare la $u = u_{ep} = 1$ (deci la $\Delta u = 2$).

Dacă mașina este prevăzută cu înfășurări de amortizare și rezistențele sînt mici se poate lua $Z_d^* \cong X_d''$ și $Z_q^* \cong X_q''$.

Se obține din (4)

$$M_{ap\,(\Delta u=2)} = 5{,}3\, e^{-\frac{t}{31{,}4}}.$$

În cazul conectării mașinii neexcitate rezultă

$$M_{ap} = 1{,}33 \cdot e^{-\frac{t}{31{,}4}}$$

o valoare de 4 ori mai mică.

b. **În cazul hidrogeneratoarelor fără înfășurare de amortizare**

Se ia $T_{a3} = 0{,}3$ s, $X_d'' = 0{,}3$, $X_q'' = 2{,}3$, $X_d' = 0{,}69$, $R_d = 0{,}02$, $R_q = 0{,}04$.

În cazul conectării neexcitate la $u = 1$

$$M_{ap} = 0{,}153 \cdot e^{-\frac{1}{47}}.$$

3. CONCLUZII

În lucrare se stabilește expresia (4) a cuplului componentei aperiodice a curentului statoric al mașinii sincrone, într-o formă necunoscută în literatura de specialitate. El apare ca funcție de parametrii mașinii și de condițiile de conectare. Relația simplă (4) ce se stabilește, o face deosebit de comodă în studiul proceselor tranzitorii, care de regulă necesită calcule voluminoase.

Valorile posibile ale cuplului componentei aperiodice, sînt stabilite pe baza datelor din literatură atît pentru turbogeneratoare cît și hidrogeneratoare. Ele rezultă importante, mai mari în cazul turbogeneratoarelor cînd în condițiile determinate pot depăși de 5 ori cuplul nominal. Cuplul considerat este de frînare și apare ca aplicat brusc la arborele mașinii. Ca urmare a valorilor importante stabilite ce le poate lua, este influențat puternic procesul tranzitoriu electromecanic de la conectarea la rețea a mașinii sincrone, și în consecință pentru a nu deforma rezultatele și concluziile, considerarea lui în calcule este necesară.

BIBLIOGRAFIE

1. Gh. Concordia, *Synchronous Maschines, Theory and Performance* John Wiley and Sons, New York 1957.
2. E. I. Kazovski, *Perehodnîe proțesî v elektriceskih mașinah peremenovo toca.* IAN S.S.S.R. 1962.

В СВЯЗИ С МОМЕНТОМ АПЕРИОДИЧЕСКОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ СТАТОРНОГО ТОКА СИНХРОННОЙ МАШИНЫ

(РЕЗЮМЕ)

При помощи уравнений Парка, написанных в операциональной форме, расчитывается момент определенный апериодической составляющей статорного тока синхронной машины, возникающего в момент включения в цепь машины приведенной в синхронизм внешним путем.

Устанавливается порядок величины и длительность отдельного момента, в случае турбо и гидрогенераторов, для различных включений.

ÜBER DEN MOMENT EINER NICHTPERIODISCHEN KOMPONENTE DES STÄNDERSTROMES EINER SYNCHRONMASCHINE

(ZUSAMMENFASSUNG)

Mit Hilfe der unter einer operationellen Form geschriebenen Park'schen Gleichungen, berechnet man den, von einer nichtperiodischen Komponente des Ständerstromes einer Synchronmaschine, gegebenen Moment.

Man bestimmt den Grössenwert und die Dämpfungszeit des Momentes separat im Falle der Turbo- und Hidrogeneratoren für verschiedene Einschaltzeiten.

METODĂ GRAFO-ANALITICĂ PENTRU STUDIUL CARACTERISTICILOR MAŞINII ASINCRONE CU ROTOR MASIV

DE

I. SORAN, I. BOLDEA

1. INTRODUCERE

Cunoaşterea parametrilor electrici ai rotorului, hotărîtoare în determinarea caracteristicilor maşinii asincrone cu rotor masiv, se face pe baza studiului pătrunderii cîmpului electromagnetic în medii feromagnetice nelineare.

Legătura dintre amplitudinea inducţiei magnetice (B) şi amplitudinea intensităţii cîmpului magnetic (H) se poate exprima, conform datelor din literatură [1], [2], prin relaţii de forma:

$$B = kH^{1/n} \tag{1}$$

$$B = kH^{(1-2/n)} \tag{1'}$$

unde k şi n sînt constante proprii materialului.

Ipotezele de lucru sînt următoarele:

a) Se neglijează curbura rotorului. Prin aceasta problema se reduce la aceea a pătrunderii cîmpului electromagnetic într-un semispaţiu conductor, feromagnetic.

b) Se consideră cîmpul plan paralel, neglijîndu-se deci efectele de capăt.

c) Se presupune că densitatea de curent rotorică are componentă numai după axa longitudinală a maşinii (axa Ox în figura 1). Ipoteza se justifică prin plasarea unor inele de cupru la capetele rotorului.

d) Curba de magnetizare se exprimă conform relaţiei (1').

e) Se consideră regimul sinusoidal în timp.

Dezvoltînd calculele în aceste ipoteze, rezultă mai întîi parametrii electrici rotorici, apoi la diferite valori ale tensiunii, pe baza unei metode grafo-analitice, se determină caracteristicile de funcţionare:

$$M = f(s)$$

$$I_1 = f(s)$$

unde:

M – cuplul electromanetic al maşinii,

I_1 – curentul de fază statoric,

s – alunecarea maşinii.

2. DETERMINAREA PARAMETRILOR ROTORULUI MASIV.

Calculul parametrilor rotorici se bazează pe rezolvarea ecuațiilor lui Maxwell, care în ipoteza neglijării curentului hertzian se scriu sub forma :

$$\begin{aligned} \operatorname{rot} \bar{H} &= \bar{j} \\ \operatorname{rot} \bar{E} &= -\frac{d\bar{B}}{dt} \\ \operatorname{div} \bar{B} &= 0 \end{aligned} \tag{2}$$

Se asociază rotorului un sistem de coordonate plasat la unul din capete, cu originea la adîncimea Z_0 la care cîmpul magnetic e zero, axa Ox fiind paralelă cu axa rotorului (fig.1). Conform [2] se poate neglija componenta B_z a inducției magnetice deoarece raportul B_z/B_y este în jurul valorii 0,1.

Rezolvînd sistemul de ecuații (2) rezultă :

$$B_y = KH_0^{\frac{n-2}{n}} \cdot \left(\frac{Z}{Z_0}\right)^{n-2} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} y + A \ln z\right) \tag{3}$$

$$H_y = H_0 \left(\frac{Z}{Z_0}\right)^{n} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} y + A \ln z\right) \tag{3'}$$

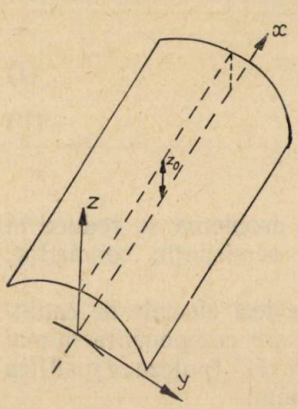


Fig. 1. Sistemul de coordonate

unde :

$$a = \sqrt{\frac{K\omega}{\rho(2n-1)\sqrt{n(n-1)}}}, \tag{4}$$

$$A = \sqrt{n(n-1)}, \tag{5}$$

$$H_0 = (aZ_0)^n, \tag{6}$$

$$\omega = 2\pi f = 2\pi f_1 \cdot s.$$

În relațiile de mai sus prin H_0 s-a notat cîmpul magnetic la suprafața rotorului, cu ρ – rezistivitatea fierului, cu f și f_1 – frecvența rotorică, respectiv statorică, iar cu τ – pasul polar.

Fluxul polar al mașinii se determină efectuînd integrala :

$$\Phi = 2\int_0^{Z_0} B_y L dz, \tag{7}$$

și rezultă :

$$\Phi = \frac{2LKH_0^{\frac{n-1}{n}}}{a\sqrt{(2n-1)(n-1)}} \cos\left[\omega t - \frac{\pi}{\tau} y + A \ln\left(\frac{H_0^{\frac{1}{n}}}{a}\right) - \gamma_1\right] \tag{7'}$$

unde,

$$\gamma_1 = \operatorname{arctg} \sqrt{\frac{n-1}{n}} \tag{8}$$

L – lungimea rotorului

În continuare, la valori date pentru fluxul polar, prin rezolvarea sistemului de două ecuații (6) și (7'), se determină ușor H_1 și adîncimea de pătrundere Z_0.

Pentru determinarea densității de curent rotorice, în ipoteza $H_x = 0$ și $H_z \approx 0$ se, utilizează relațiile (2) și rezultă:

$$J_x = \frac{dH_y}{dZ}. \tag{9}$$

Cu relațiile (3') și (9) curentul rotoric echivalent se obține din integrala:

$$I_2 = \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} dy \int_0^{Z_0} J_x dz. \tag{10}$$

În final:

$$I_2 = -\frac{2\tau}{\pi} H_0 \cos\left[\omega t + A \ln\left(\frac{H_0^{\frac{1}{n}}}{a}\right)\right]. \tag{10'}$$

Reducînd la stator curentul I_2, din relația (10') rezultă:

$$I'_2 = \frac{I_2}{\frac{2\sqrt{2}m}{\pi p} \cdot k_{B1} \cdot N_1} = \frac{\pi D H_0}{2m\sqrt{2}\, k_{B1} \cdot N_1} \tag{11}$$

unde:

D – diametrul rotorului,
p – numărul de perechi de poli,
N_1 – numărul de spire al fazei statorice.

Puterile, activă P și reactivă Q ce pătrund în rotor, se obțin din fluxul vectorului Poyting pe suprafața rotorului (exceptînd părțile frontale); utilizînd relațiile (3') și (9) în final rezultă:

$$P = p\tau K H_0^{\frac{2n-1}{n}} \cdot \rho a \sqrt{n} \tag{12}$$

$$Q = p\tau L H_0^{\frac{2n-1}{n}} \cdot \rho a \sqrt{n-1}. \tag{13}$$

Valorile rezistenței și reactanței rotorice echivalente reduse la stator, la $s = 1$, se obțin din relațiile:

$$r'_{20} = \frac{P}{m \cdot I'^2_2}, \quad x_{20} = \frac{Q}{m \cdot I'^2_2} \tag{14}$$

$$r'_{20} = \frac{2mL}{p\tau} \cdot \rho (k_{B1} N_1)^2 \cdot \frac{a\sqrt{n}}{H_0^{1/n}} \tag{15}$$

$$x'_{20} = r'_{20} \frac{Q}{P} = r'^0_2 \sqrt{\frac{n-1}{n}}. \tag{16}$$

Se remarcă faptul că raportul $\frac{x'_{20}}{r'_{20}} = \sqrt{\frac{n-1}{n}}$ se păstrează constant indiferent de solicitarea magnetică a materialului, fapt admis și în [1].

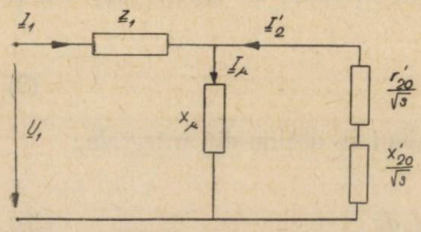


Fig. 2. Schema echivalentă în „T" a mașinii asincrone cu rotor masiv.

La valori date lui H_0, conform relațiilor (4) și (12), rezultă că puterea activă din rotor variază numai cu frecvența rotorică. Prin urmare la alunecarea s, din relațiile (4), (5) și (6), parametrii rotorici se exprimă sub forma :

$$r'_2 = r'_{20} \cdot \sqrt{s} \qquad (17)$$

$$x'_2 = x'_{20} \cdot \sqrt{s}. \qquad (17')$$

Pentru studiul mașinii se utilizează schema echivalentă în T care pe baza relațiilor (17) și (17') se obține în forma din figura 2.

Reactanța de magnetizare a mașinii X_μ se poate calcula [3] cu relația :

$$X_\mu = \frac{2mf\mu_0 DL}{K_\mu K_\delta \cdot \delta} \left(\frac{k_{B1} \cdot N_1}{p} \right)^2 \qquad (18)$$

unde :

K_δ – factorul lui Karter,

K_μ – factorul de saturație.

În acest mod parametrii schemei echivalente pot fi determinați în funcție de solicitările magnetice și frecvența rotorică.

3. METODĂ GRAFO-ANALITICĂ DE DETERMINARE A CARACTERISTICILOR MAȘINII DE INDUCȚIE CU ROTOR MASIV.

În mod curent studiul funcționării mașinii de inducție se face în ipoteza că tensiunea de alimentare U_1 este constantă. Tensiunea indusă variază prin urmare cu încărcarea, ceeace atrage după sine modificarea fluxului polar Φ și prin aceasta modificarea cîmpului H_0 la suprafața rotorului (relația (7')), adică modificarea parametrilor r'_{20}, x'_{20} (relația (15), (16)).

Pentru a elimina iterațiile impuse de condiția $U_1 = ct$, în cele ce urmează caracteristicile mașinii se studiază în modul următor :

– se admite o valoare a curentului I'_2 ;

– rezultă o valoare bine determinată a lui H_0 (relația (11)) pentru care valorile parametrilor r'_{20}, x'_{20} se pot calcula ;

– dacă se iau diverse valori ale alunecării s, ramura din dreapta a schemei echivalente a mașinii (figura 2) este cunoscută, rezultînd tensiunea indusă U_e ;

– neglijînd pierderile în fierul statoric se poate considera impedanța de magnetizare redusă la reactanță. Cu ajutorul relației:

$$\underline{U}_e = -jX_\mu \cdot \underline{I}_0$$

se poate fixa $\underline{I}_0$ ca modul și faza față de $\underline{I}'_2$;

– valoarea reactanței X_μ se calculează cu relația (18) unde K_μ se apreciază pentru fiecare punct cu ajutorul caracteristicii de mers în gol ideal $I_0 = f(U_1)$ ridicată la stand;

– se obține $\underline{I}_1$ din relația:

$$\underline{I}_1 = -\underline{I}'_2 + \underline{I}_0 ; \tag{19}$$

– din ecuația tensiunii fazei statorice rezultă:

$$\underline{U}_1 = -\underline{U}_e + \underline{I}_1 (r_1 + jX_1) ; \tag{20}$$

– se trasează o familie de curbe $U_1 = f(s)$ avînd ca parametru curentul rotoric redus la stator I'_2 (figura 3);

– ducînd o dreaptă $U_1 = \text{ct}$ în figura 3 rezultă, prin intersectarea familiei de caracteristici trasată, valoarea alunecării la care funcționează mașina atunci

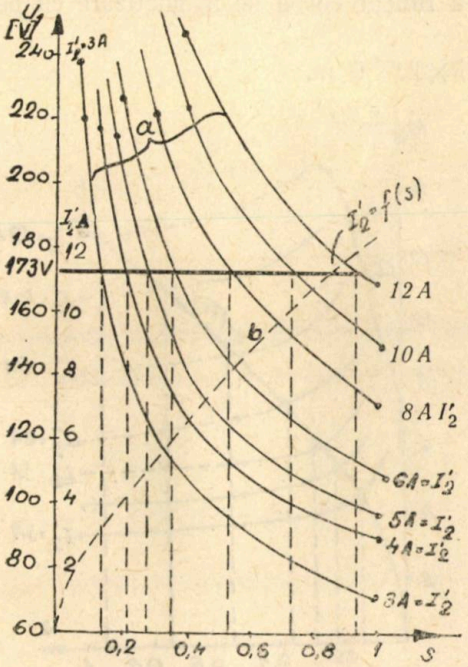


Fig. 3. *a*) $U_1 = f(s)$ avînd I parametru; *b*) $I'_2 = f(s)$ avînd $U_1 = \text{ct}$.

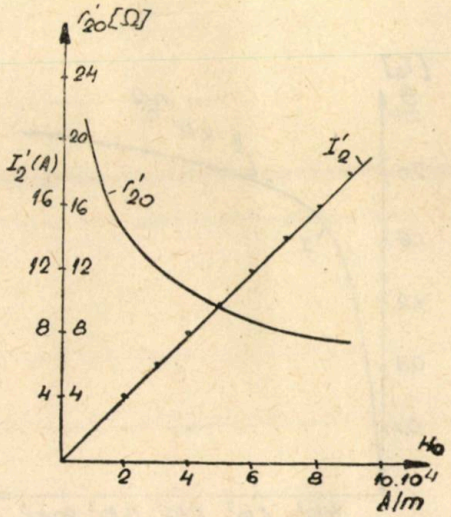


Fig. 4. Variația rezistenței rotorice echivalente (r'_{20}) la $s=1$ și a curentului rotoric redus la stator (I'_2) în funcție de cîmpul magnetic la suprafața rotorului (H_0).

cînd curentul rotoric, adică solicitarea magnetică a materialului, are o anumită valoare;

— în figura 4 s-a trasat dependența rezistenței r'_{20} față de cîmpul la suprafața rotorului H_0;

— avînd r'_{20} și alunecarea s se poate calcula cuplul electromagnetic dezvoltat de mașină:

$$M = \frac{p}{\omega} m I_2'^2 \frac{r'_{20}}{s}. \tag{21}$$

Metoda expusă a fost verificată calculînd caracteristicile:

$$I_1 = f(s)$$
$$M = f(s)$$

pentru o mașină cu următoarele date nominale:

$P_n = 4$ kW; $p = 2$; $m = 3$; $Z_1 = 36$ crestături;

$N_1 = 198$ spire; $k_{B1} = 0{,}96$; $L = 0{,}145$ m; $\tau = 0{,}082$ m;

$\delta = 0{,}5 \times 10^{-3}$ m; $D_{rotor} = 0{,}1035$ m.

Pentru oțelul rotorului s-a măsurat cu puntea dublă, pentru o probă din același material, rezistivitatea ρ și s-a ridicat curba de magnetizare cu permeametrul Iliovici. S-a găsit:

$$\rho_{75^\circ} = 0{,}815 \times 10^{-6}\ \Omega.\text{m}.$$

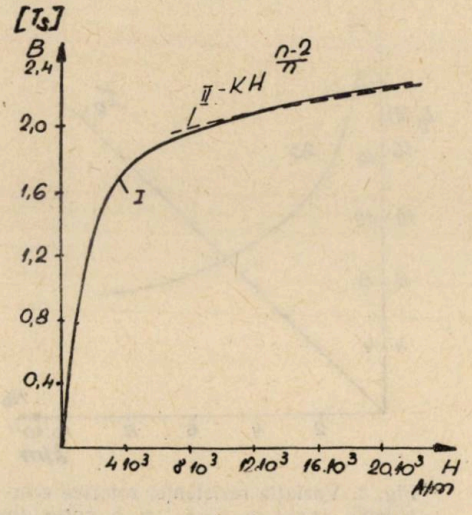


Fig. 5. Curba de magnetizare a materialului rotoric:
I — experimentală; *II* — calculată după relația (1').

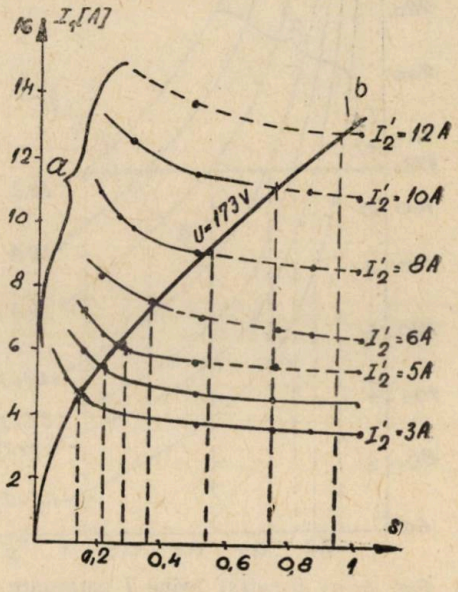


Fig. 6. $I_1 = f(s)$ avînd I'_2 parametru.

iar constantele din relația de aproximare a curbei de magnetizare (relația (1') s-au determinat ca fiind:

$$K=0{,}555\,;\quad n=2{,}33$$

Curba de magnetizare măsurată (I) și calculată (II) sînt date în fig. 5. Se poate constata buna lor concordanță.

Rezistența r_1 a fazei statorice s-a măsurat, găsindu-se la 75°C

$$r_1=2{,}75\,\Omega$$

iar reactanța de dispersie s-a calculat cu relațiile uzuale rezultînd: $X_1=2{,}75\,\Omega$.

Rezultatele calculelor pe baza metodei propuse și cele experimentale sînt prezentate în figurile 3, 6, 7, 8.

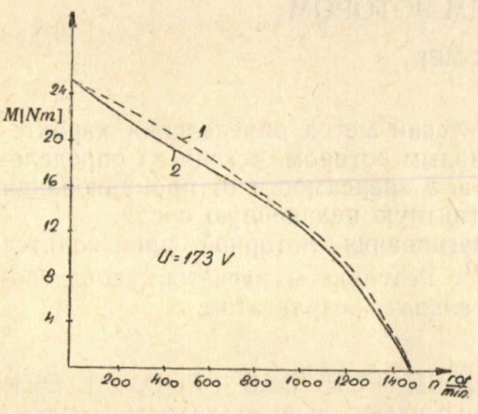


Fig. 7. $M=f(n)$ pentru $U_1=173$ V:
1 — experimental; *2* — calculat.

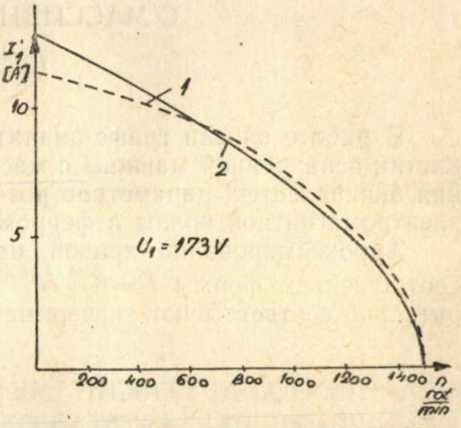


Fig. 8. $I_1=f(n)$ pentru $U_1=173$ V:
1 — experimetal; *2* — calculat.

Se constată o concordanță bună între rezultatele calculelor și cele experimentale.

4. CONCLUZII

Expresiile stabilite pentru parametrii mașinii asincrone cu rotor masiv permit determinarea valorii acestora în funcție de solicitările magnetice ale materialului (H_0), frecvența rotorică (sf_1), dimensiunile geometrice (L, τ) și proprietățile de material (ρ).

Trasînd familiile de curbe:

$$U_1=f(s)$$

$$I'_2=f(H_0)$$

$$r'_{20}=f(H_0)$$

$$\Phi=f(H_0)$$

prin metodele enunțate se poate urmări funcționarea mașinii în regim staționar la orice valoare a tensiunii și alunecării.

Concordanța bună a rezultatelor calculelor și măsurătorilor arată că ipotezele simplificatoare introduse la început sînt admisibile.

BIBLIOGRAFIE

1. B. M. Kuțevalov, *Asinhronnaia mașina s masivnîm rotorom.* Izd. Acad. Nauk. Latvinskoi S.S.R. Riga 1962.
2. K. P. P. Pillai, Fundamental-frequency eddy-current loss due to rotating magnetic field. Part. 1 and 2. Proc. IEE vol. 116, nr. 3, March 1969, pp. 407—414.
3. B. Danielevici, V. Dombrovski, E. Kazovski, *Parametrii mașinilor de curent alternativ.* Ed. tehn. București 1968.

ГРАФО-АНАЛИТИЧЕСКИЙ МЕТОД ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ С МАССИВНЫМ РОТОРОМ

(РЕЗЮМЕ)

В работе описан графо-аналитический метод определения характеристик асинхронной машины с массивным ротором, исходя из определения эквивалентых параметров ротора, в зависимости от проникнования электромагнитной волны в ферромагнитную нелинейную среду.

Апроксимирование кривой намагнивания роторной производится соотношением формы $B=K=H^{(1-2/n)}$. Результаты расчетов удовлитворительно соответствуют экспериментальным результатам.

GRAPHISCH-ANALYTISCHE METHODE FÜR DAS STUDIUM DER KENNWERTE DER ASYNCHRONMASCHINE MIT MASIVEM ROTOR

(ZUSAMMENFASSUNG)

In der Arbeit ist eine graphisch-analytische Methode zur Bestimmung der Kennwerte der Asynchronmaschine vorgeschlagen, wobei man von der Bestimmung der equivalenten Parameter des Rotors, in Funktion des Eindringen einer elektromagnetischen Welle in einen nichtlinearen feromagnetischen Medium, ausgeht. Die Beiläufigkeit der magnetischen Kurve des Läufereisens wird mit der Gleichung $B=kH^{(1-2/n)}$ hergestellt. Die Berechnungsergebnisse stimmen zufriedenstellend mit den ausgeführten Versuchsergebnissen überein.

TRADUCTOR NUMERIC-ANALOGIC TURAȚIE-TENSIUNE

DE

T. MUREȘAN

La sistemele analogice de reglare automată a turației, precizia reglării este determinată în mare măsură de erorile produse de traductoarele analogice turație-tensiune (tahogeneratoare) și de instabilitatea sursei care asigură tensiunea de prescriere. Din acest motiv, atunci cînd se cere o precizie a reglării mai bună de 0,5%, se impune folosirea sistemelor de reglare numerice care asigură precizii superioare prin utilizarea traductorului de turație numeric, a mărimii de prescriere numerice de înaltă stabilitate și compararea numerică a mărimii reglate cu cea de prescriere.

Principalul dezavantaj al sistemelor de reglare numerice constă în complexitatea lor și ca urmare în prețul de cost ridicat.

În lucrarea [1] este prezentat un sistem numeric-analogic de reglare a turației care îmbină simplitatea și deci costul redus al sistemelor de reglare analogice cu precizia ridicată caracteristică sistemelor numerice, prin folosirea unui traductor numeric-analogic de turație.

Lucrarea de față prezintă un nou traductor de turație, numeric-analogic, la care, prin modificarea structurii schemei electronice față de cea prezentă în lucrarea [1], se obține o precizie superioară la variații mai largi ale temperaturii mediului ambiant.

Traductorul numeric-analogic de turație se compune dintr-un traductor numeric de turație (fotoelectric sau inductiv) și un convertor număr de impulsuri-tensiune electrică. La ieșirea traductorului se obține o tensiune a cărei valoare medie este direct proporțională cu turația.

Convertorul număr de impulsuri-tensiune este constituit dintr-un circuit care furnizează, la fiecare impuls de comandă obținut de la traductorul numeric de turație, un impuls normat de amplitudine E și durata T_u riguros constante. Valoarea medie a tensiunii la ieșirea convertorului este:

$$U_0 = \frac{ET_u i}{60} n \qquad (1)$$

unde n este turația motorului în rotații pe minut, iar i reprezintă numărul de impulsuri furnizat de traductorul numeric de turație la o rotație a arborelui motorului.

Din relația (1) rezultă că precizia cu care se traduce turația în tensiune depinde de precizia cu care se mențin constante mărimile E și T_u. În continuare

se va prezenta schema bloc a unui convertor numeric analogic (fig. 1) la care erorile introduse de variaţia tensiunii E sînt eliminate prin compensare, iar constanţa intervalului de timp T_u este asigurată cu mare precizie, fără a mai depinde, ca în lucrarea [1], de stabilitatea cu temperatura a circuitului de temporizare (circuit basculant monostabil).

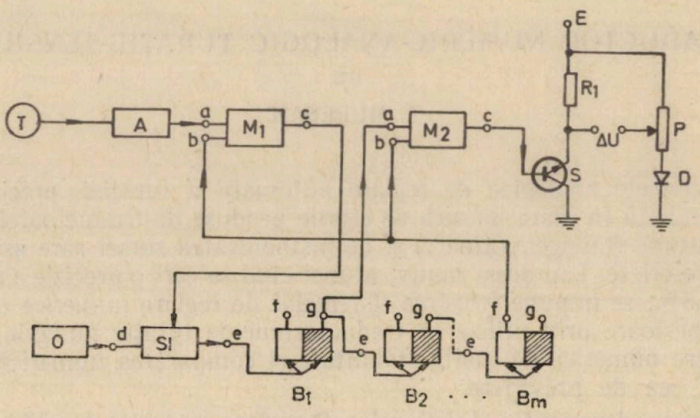


Fig. 1. Schema bloc a convertorului numeric-analog.

Variaţiile de tensiune furnizate de traductorul numeric de turaţie T, cu o frecvenţă f_n proporţională cu turaţia, sînt amplificate în amplificatorul A şi comandă după diferenţiere circuitul basculant monostabil M_1 (la intrarea de comandă *a*). Fiecare impuls de comandă aplicat la intrarea monostabilului M_1 produce declanşarea unui ciclu care are ca rezultat elaborarea unui impuls de tensiune de durată constantă T_u.

Prin basculare, M_1 deschide poarta SI care permite, după o formare prealabilă, accesul tensiunii alternative de frecvenţă constantă f_0 furnizate de oscilatorul stabilizat cu cuarţ O, la intrarea numărătorului binar format din circuitele basculante B_1, B_2 ... B_m. Starea iniţială a circuitelor basculante — care se restabileşte automat după fiecare ciclu — este indicată în fig. 1. Partea haşurată a dreptunghiului care reprezintă circuitul basculant simbolizează tranzistorul (*pnp*) care conduce.

Declanşarea monostabilului M_2, care urmează să furnizeze impulsul de tensiune de durată constantă T_u, se face la aplicarea celui de al doilea impuls la intrarea numărătorului. (Dacă declanşarea s-ar face după aplicarea primului impuls de comandă ar putea apare variaţii ale duratei T_u de ordinul lui $1/2f_0$ în funcţie de valoarea pe care o are tensiunea de frecvenţă f_0 în momentul deschiderii porţii SI.)

După ce la intrarea numărătorului au fost aplicate 2^m impulsuri, m fiind numărul de circuite basculante, de la ieşirea f a ultimului circuit basculant se aplică la intrările *b* ale monostabilelor M_1 şi M_2 impulsuri pozitive care forţează revenirea lor în poziţia iniţială stabilă. Astfel schema este pregătită pentru un nou

ciclu care se va declanșa la apariția următorului impuls obținut de la traductorul numeric de turație T.

În urma ciclului descris mai sus monostabilul M_2 va furniza la ieșire o undă dreptunghiulară de durata:

$$T_u = (2^m - 1)\frac{1}{f_0}; \qquad (2)$$

care prin intermediul cheii realizate cu tranzistorul S se transformă într-un impuls de aceeași durată și de amplitudine E (în ipoteza că se neglijează căderea de tensiune pe tranzistorul S la saturație).

Tensiunea ΔU obținută la ieșirea traductorului este proporțională cu abaterea față de turația prescrisă cu ajutorul potențiometrului P.

Prin alimentarea atît a potențiometrului P cît și a tranzistorului S de la aceeași sursă se micșorează influența variației tensiunii E asupra preciziei reglării turației.

Deriva termică a tensiunii ΔU este redusă cu ajutorul diodei cu siliciu D care are rolul de a compensa variația cu temperatura a căderii de tensiune la saturație pe tranzistorul S (Apendix A).

Din relația (2) se poate deduce că stabilitatea duratei T_u nu depinde de parametrii monostabilului de temporizare M_2 ci numai de constanța frecvenței oscilatorului cu cuarț O. Derivația procentuală de frecvență a acestui oscilator fiind de $1{,}4 \cdot 10^{-4}\%$ pe °C, variația lui T_u pentru temperaturi cuprinse între 0 și 40°C va fi neglijabilă.

Pentru o funcționare corectă a traductorului reprezentat în fig. 1 este necesar ca, la turația maximă a motorului reglat, perioada minimă T_{min} a impulsurilor furnizate de traductorul numeric de turație să fie mai mare decît suma $T_u + t_{r2}$, unde t_{r2} este timpul de revenire al monostabilului M_2.

După schema bloc indicată în fig. 1 s-a realizat un traductor numeric analogic cu următorii parametrii:

- frecvența oscilatorului, $f_0 = 100$ kHz;
- numărul de circuite bistabile, $m = 4$;
- durata impulsurilor normate, $T_u = 150$ μsec;
- timpul de revenire al monostabilului M_2, $t_{r2} = 80$ μsec;
- turația maximă a motorului pentru $i = 80$; $n = 3\,000$ r.p.m.;
- tensiunea de alimentare a cheii S, $E = +12$ V

Schemele detaliate ale diferitelor blocuri din fig. 1 sînt prezentate în figurile 2 pînă la 7, după cum urmează:

- fig. 2 – amplificatorul A și elementul fotosensibil;
- fig. 3 – circuitul monostabil, M_1 (identic cu M_2);
- fig. 4 – circuitul basculant bistabil B_1 (identic cu $B_2 \ldots B_m$);
- fig. 5 – poarta SI;
- fig. 6 – oscilatorul stabilizat cu cristal de cuarț O;
- fig. 7 – cheia S cu circuitul de comandă aferent.

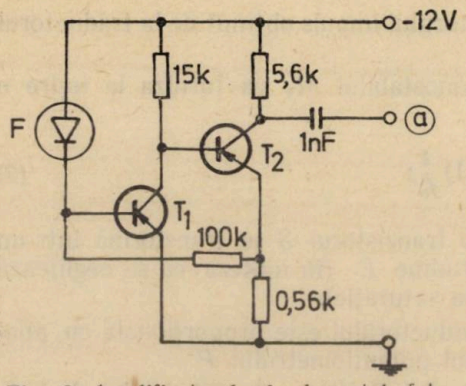


Fig. 2. Amplificatorul şi elementul foto-sensibil.

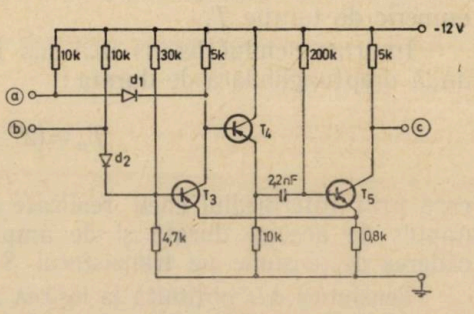


Fig. 3. Circuitul monostabil.

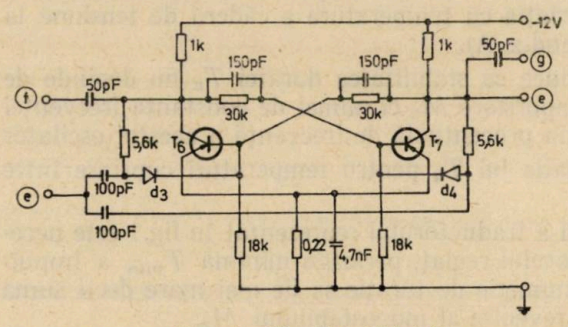


Fig. 4. Circuitul bistabil.

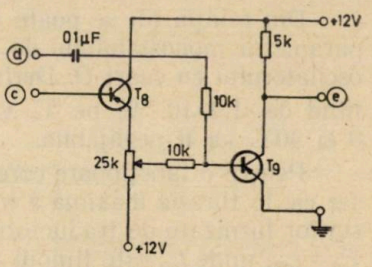


Fig. 5. Poarta „SI".

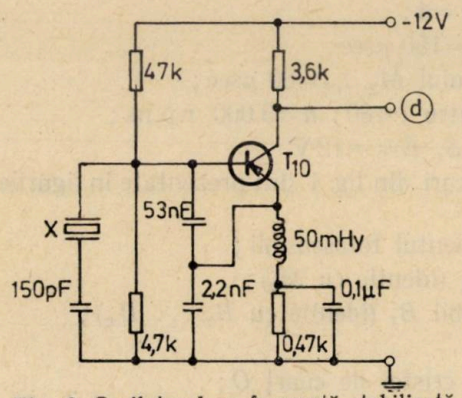


Fig. 6. Oscilatorul cu frecvenţă stabilizată.

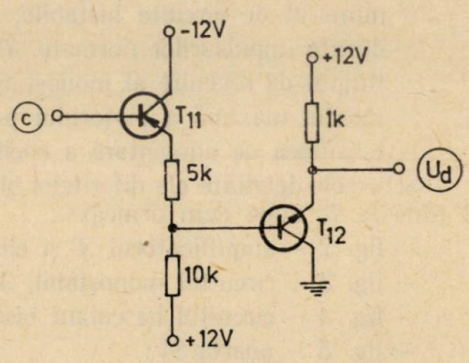


Fig. 7. Sheia *S* cu circuitul de comandă aferent.

Pentru realizarea schemei s-au folosit: diode EFD 110; fotodioda DF 1 și tranzistoare EFT 307 (cu excepția lui T_{12} de tipul 2N697 și a diodei D de tipul DR 301).

Verificarea experimentală a funcționării traductorului s-a făcut (vezi fig. 1) aplicînd la intrarea amplificatorului A o tensiune alternativă de la un generator cu frecvență stabilă prin care s-a simultat traductorul numeric de turație T. A fost verificată valabilitatea și liniaritatea cu turația a relației (1) modificînd frecvența generatorului și măsurînd tensiunea U_d de la ieșirea traductorului.

Principala sursă de erori la traducerea turației în tensiune fiind cauzată de variația temperaturii mediului ambiant, s-au făcut măsurători asupra variației tensiunii ΔU la o modificare a temperaturii mediului ambiant între 0°C și 40°C. S-a constatat că deriva termică a tensiunii ΔU nu depășește în aceste condiții 2.8 mV. Această derivă corespunde unei erori procentuale la traducerea turației în tensiune mai mici de 0,04% considerînd turația de regim 3 000 r.p.m. Este de remarcat că pentru valori mai mari ale tensiunii E care alimentează tranzistorul S (T_{12}) va rezulta o eroare și mai mică.

Traductorul numeric analogic conceput și realizat de autor are un preț de cost comparabil cu acela al unui generator tahometric prezentînd față de acesta avantajul unei precizii superioare în traducerea turației în tensiune.

Traductorul își găsește aplicații în sistemele de reglare automată de precizie medie la care generatoarele tahometrice nu mai corespund iar folosirea sistemelor numerice de înaltă precizie nu este încă economică.

APENDIX A

Cauza principală care determină deriva termică a tensiunii ΔU este variația cu temperatura a căderii de tensiune la saturație U_{ces} pe tranzistorul cu siliciu S (fig. 1). Compensarea acestei derive se face folosindu-se dioda cu siliciu D. Gradul în care se realizează compensarea este dependent de stabilirea corectă a valorii curentului prin dioda D. Valoarea optimă a acestui curent se determină mai jos.

În ipoteza că rezistența de intrare a amplificatorului diferențial căruia i se aplică tensiunea ΔU este foarte mare se poate scrie:

$$\Delta U = E\left(\frac{ni}{60} T_u + \lambda - 1\right) - U_{ces}\left(\frac{ni}{60} T_u - 1\right) - \lambda U_d. \tag{3}$$

În această relație U_d este căderea de tensiune pe dioda de compensare iar λ este factorul de divizare al potențiometrului P.

Punînd condiția ca derivata în raport cu temperatura a relației (3) să fie nulă se obține:

$$\left(1 - \frac{ni}{60} T_u\right) \frac{\partial U_{ces}}{\partial T} - \lambda \frac{\partial U_d}{\partial T} = 0. \tag{4}$$

Valorile U_{ces} şi U_d pot fi aproximate prin relaţiile [2]:

$$U_{ces} \doteq \frac{kT}{e} \cdot \frac{1-\alpha_N\alpha_I}{\alpha_I} \cdot \frac{I_{ces}}{I_b} \tag{5}$$

şi

$$U_d \doteq \frac{kT}{e} \ln \frac{I_d}{I_0} \cdot \tag{6}$$

simbolurile din aceste relaţii au următoarea semnificaţie:

k — constanta lui Boltzmann;
e — sarcina electronului;
T — temperatura absolută;
α_N şi α_I — factorul de amplificare al curentului pentru tranzistorul S în conectare normală respectiv inversă;
I_{ces} — curentul de colector al tranzistorului S, în saturaţie;
I_b — curentul de bază al tranzistorului S la saturaţie;
I_d — curentul direct prin dioda D;
I_0 — curentul rezidual al diodei D.

Utilizînd relaţiile (4), (5) şi (6) rezultă valoarea curentului prin dioda D care asigură compensarea optimă a derivei termice a tensiunii ΔU:

$$I_d = I_0 \exp. \left[\left(1 - \frac{ni}{60} T_u \right) \frac{I_{ces}(1-\alpha_N\alpha_I)}{\alpha_N I_b} \right]. \tag{7}$$

BIBLIOGRAFIE

1. T. Mureşan, N. Budişan, T. Hentea, Elemente ale unui dispozitiv numeric-analogic pentru reglarea automată a turaţiei. Buletinul Ştiinţific şi Tehnic al I.P.T., tomul 14 (28), fasc. 1, ianuarie-iunie 1969.
2. R. Shea, *Amplifier handbook*. McGraw—Hill, 1966, Cap. 18, pag. 50—51.

ЧИСЛОВОЙ-АНАЛОГИЧНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ОБОРОТА В НАПРЯЖЕНИЕ

(РЕЗЮМЕ)

В работе описан преобразователь оборота в напряжение, предназначенный для замены тахогенератора в схемах автоматического управления средней точности.

При цене близкой к той тахогенератора, преобразователь обеспечивает высшую точность по сравнению с тахогенераторами в широком пределе изменения температуры среды. Экспериментальный образец обеспечивает хорошую линейность соотношения оборот-напряжение и точность, превышающую 0,04% при преобразовании оборота в напряжение с изменением температуры среды 40 °C.

TRADUCTEUR NUMERIQUE-ANALOGIQUE NOMBRE DE TOURS TENSION

(RÉSUMÉ)

Dans ce travail est présenté un traducteur nombre de tours-tension destiné à remplacer le générateur tachymétrique dans les schémas de réglage automatique à précision moyenne. A un prix pareil à celui des générateurs tachymétriques, le traducteur assure une précision supérieure dans un large intervalle de variation de la température du milieu ambiant.

Le modéle expérimental réalisé assure une bonne linéarité de la relation nombre de tours-tension et une précision dépassant 0,04% de la traduction du nombre de tours en tension pour une variation de la temperature du milieu ambiant de 40°C.

EFECTUL ZGOMOTULUI DE MĂSURARE ASUPRA EXTRAPOLĂRII SARCINII ÎNTR-UN SISTEM ENERGETIC*)

DE

I. HOFFMANN

Volumul de calcul necesar optimizării comenzii sistemelor energetice nu se poate efectua în timp real chiar în cazul unor echipamente puternice de calcul. De aceea aceste calcule se bazează pe date preestimate și în special pe consumul probabil prezis pe termen suficient de lung. Rezultatele obținute sînt apoi corectate pe baza unei previziri a consumului pe termen scurt [1]. Prezicerea pe termen scurt se realizează de multe ori printr-o extrapolare liniară sau pătratică.

O altă aplicație a extrapolării liniare se referă la stabilirea unui model al circulației puterii pe liniile de interconexiune a sistemelor interconectate [2]. Se consideră sistemul exterior ca o „incertitudine" a cărei structură la momente date nu este complet cunoscută. Dar informații asupra acestei incertitudini sînt disponibile în forma circulației puterii pe linie. Cu aceste date se poate prezice circulația pe linii și astfel să se obțină un model dinamic acceptabil al interconexiunii. Pentru momente de timp nu prea îndepărtate prezicerea circulației se poate baza tot pe o extrapolare liniară.

Sarcina sistemului se consideră aproximativ egală cu puterea generată. Această putere este măsurată și apoi transmisă printr-un sistem de telecomunicație dispecerului central. Aici ajung măsurători contaminate cu zgomot introdus atît de instrumentele de măsură cît și de liniile de telecomunicații.

Folosirea acestor date contaminate în calculele ce se efectuează la dispecer pot duce la erori supărătoare. În [1] se prezintă valori ale acestor zgomote obținute într-o regiune cu o putere instalată de 2 000 MW. S-au măsurat dispersii ale acestor zgomote cuprinse între $(5-10MW)^2$. Metoda de filtrare ce se utilizează este o medie a 8 citiri decalate cu cîte 30 de secunde, fără a se justifica și stabili cantitativ efectul unei astfel de medieri. În tratatele de teoria informației [3] sînt prezentate caracteristicile filtrului continuu de mediere dar nu se prezintă decît efectul său asupra zgomotului alb ideal. Datorită funcției pondere discontinuă a acestui filtru efectul asupra zgomote lor de altă natură necesită calcule mai laborioase. În [4] se prezintă caracteristica de frecvență a unui filtru digital

*) Rezultatele comunicate la sesiunea științifică a cadrelor didactice din I.P.T. în mai 1969.

de mediere dar nu rezultă modul în care se poate utiliza această caracteristică pentru o apreciere cantitativă a efectului acestui filtru asupra unui anumit tip de zgomot.

Lucrarea de față aduce contribuții prin aceea că prezintă o metodă de studiu care permite aprecierea cantitativă a efectului unui filtru de mediere continuu asupra zgomotului de măsurare în cazul unei extrapolări liniare a sarcinii într-un sistem energetic, în vederea comenzii puterii active. Metoda prezentată se poate extinde direct și în cazul unei extrapolări de ordinul doi și de asemenea în cazul extrapolării circulației puterii pe liniile de interconexiune.

1. FORMULAREA PROBLEMEI

Variația sarcinii într-un sistem energetic constituie un proces aleatoriu nestaționar. Acest proces se poate considera cu destulă exactitate ca fiind format dintr-o componentă lentă rezultată din variația în timp a mediei statistice peste care se consideră suprapusă o variație aleatorie staționară [1]. Astfel puterea măsurată în sistem, $x_{(t)}$ se consideră de forma:

$$x_{(t)}=g_{(t)}+z_{(t)}+n_{(t)} \tag{1}$$

unde $g_{(t)}$ – componenta lentă a variației sarcinii; $z_{(t)}$ – componenta aleatoare staționară a variației sarcinii (zgomotul sistemului); $n_{(t)}$ – zgomotul de măsurare al sarcinii introdus de instrumentele de măsură, de liniile de telecomunicații etc.

Pentru intervale de timp nu prea mari în jurul unui moment oarecare t_i variația componentei lente se poate considera după tangenta la curba $g_{(t)}$ în punctul $t=t_i$ adică:

$$g_{(t-ti)}=g_{(ti)}+c_i\cdot(t-t_i). \tag{2}$$

Cu $g_{(ti)}$ s-a notat componenta lentă la momentul $t=t_i$ iar c_i este viteza de variație a sarcinii în jurul acestui punct.

Zgomotul sistemului și zgomotul de măsurare se consideră procese Markov independente, cu media nulă, cu densități spectrale raționale și cu funcții de autocorelație de forma [5] [3]:

$$R_{z(\tau)}=\overline{z_{(\alpha)}\cdot z_{(\alpha-\tau)}}=\bar{z}^2\cdot e^{-\frac{|\tau|}{\tau_z}} \tag{3}$$

$$R_{n(\tau)}=\overline{n_{(\alpha)}\cdot n_{(\alpha-\tau)}}=\bar{n}^2\cdot e^{-\frac{|\tau|}{\tau_n}}. \tag{4}$$

Cu $\bar{z}^2$ și $\bar{n}^2$ s-au notat mediile pătratice ale zgomotelor iar prin $\tau_z=\frac{1}{\omega_z}$ și $\tau_n=\frac{1}{\omega_n}$ parametrii caracteristici ai acestor zgomote. Prin $\overline{(\cdot)}$ se simbolizează valoarea așteptată. Zgomotele prezentate se pot considera ca fiind obținute

prin trecerea unui zgomot alb ideal cu densitatea spectrală constantă egală cu $\overline{z}^2/\omega_z$ respectiv $\overline{n}^2/\omega_n$ prin elemente aperiodice de ordinul întîi (filtre trece jos de ordinul întîi) cu constantele de timp $\tau_z = \frac{1}{\omega_z}$ respectiv $\tau_n = \frac{1}{\omega_n}$.

Parametrul caracteristic al zogmotului de măsurare $\tau_n = \frac{1}{\omega_n}$ precum și valoarea medie pătratică a acestiua $\overline{n}^2$ sînt funcție de sistemul de măsurare și teletransmisie folosit. În general se poate considera $\tau_z \gg \tau_n$.

Înlocuind (2) în (1) se obține sarcina măsurată a sistemului în jurul momentului $t=t_l$ de forma :

$$x_{(t-tl)} = g_{(tl)} + c_l \cdot (t-t_l) + z_{(t-tl)} + n_{(t-tl)} \tag{5}$$

Problema se poate formula acum în felul următor : Admițînd sarcina măsurată de forma (5) se cere prezicerea componentei lente și a zgomotului sistemului (sarcina sistemului) care vor urma după T minute față de momentul ultimei citiri. Ultima citire se consideră a fi la momentul $t=t_l$. Datele disponibile pe baza cărora urmează să se realizeze prezicerea sînt citiri ale sarcinii pînă la momentul $t=t_l$. Ipoteza admisă că componenta lentă este liniară pe porțiuni (de forma (2)) valabilă într-un domeniu restrîns în jurul momentului t_l limitează durata T la ordinul minutelor, $T<5$ minute. De asemenea datele ce se folosesc nu trebuie să fie prea depărtate de momentul t_l. Se limitează deci datele ce se folosesc pentru prezicere la intervalul $(t_l - T) \leqslant t \leqslant t_l$.

2. EROAREA DE PREZICERE DATORITĂ ZGOMOTULUI DE MĂSURARE

Se consideră pentru început o prezicere a sarcinii sistemului printr-o extrapolare de ordinul zero. Astfel sarcina sistemului care va urma după T minute față de momentul ultimei citiri se consideră egală cu sarcina măsurată la acest moment. Sarcina sistemului se notează cu $S_{(t)}$. Conform relației (5), în jurul momentului $t=t_l$ sarcina devine

$$S_{(t-tl)} = g_{(tl)} + c_l \cdot (t-t_l) + z_{(t-tl)}. \tag{6}$$

Dacă momentul ultimei citiri se notează cu $mT=t_l$ atunci valoarea estimată a sarcinii sistemului după T minute $\hat{S}_{((m+1)T)}$, va fi în cazul unei extrapolări de ordinul zero de forma

$$\hat{S}_{((m+1)T)} = x_{(mT)} = g_{(mT)} + z_{(mT)} + n_{(mT)}. \tag{7}$$

Valoarea reală a sarcinii la momentul $(m+1)T$ (valoarea neafectată de zgomotul de măsurare) este :

$$S_{((m+1)T)} = g_{(mT)} + c_m \cdot T + z_{((m+1)T)} \tag{8}$$

unde prin c_m s-a notat viteza de variație a componentei lente în jurul momentului mT. Diferența dinre valoarea reală și cea estimală determină eroarea de prezicere $\varepsilon_{(m+1)T}$. Media pătratică a acestei erori devine acum de forma

$$\overline{\varepsilon^2}_{((m+1)T)} = \overline{(S_{((m+1)T)} - \hat{S}_{((m+1)T)})^2} = c_m^2 \cdot T^2 + \overline{z^2}_{((m+1)T)} - \\ - 2 \cdot \overline{z_{((m-1)T)} \cdot z_{(mT)}} + \overline{z^2}_{(mT)} + \overline{n^2}_{(mT)} \tag{9}$$

Ținînd cont de caracterul admis pentru zgomotul sistemului (cu o funcție de autocorelație de forma (3) expresia (9) devine.

$$\overline{\varepsilon^2}_{((m+1)T)} = c_m^2 \cdot T^2 + 2 \cdot \overline{z^2} - 2 \cdot \overline{z^2} \cdot e^{-\frac{T}{\tau_z}} + \overline{n^2}. \tag{10}$$

În cazul în care parametrul caracteristic al zgomotului sistemului τ_z este mult mai mare decît intervalul de prezicere T eroarea medie pătratică nu mai conține pe $\overline{z^2}$. Cu alte cuvinte în cazul în care „cuaziperioadele zgomotului sistemului" sînt mult mai mari decît intervalul de prezicere T, pe intervalele de timp de ordinul (1÷3) T zgomotul sistemului se poate considera constant, dică $z_{((m+1)T)} \cong z_{(mT)}$ în (7) și (8). În continuare considerînd această ipoteză îndeplinită ($\tau_z \gg T$) zgomotul sistemului, pe intervalele de timp suficient de mici, poate fi înglobat în termenul $g_{(tt)}$ din (6) sau $g_{(mT)}$ din (7) și (8). Aceste relații apar acum ca și cînd zgomotul sistemului s-ar fi neglijat.

Relația (10) în ipoteza de mai sus devine:

$$\overline{\varepsilon^2}_{((m+1)T)} \cong c_m^2 \cdot T^2 + \overline{n^2}. \tag{11}$$

Într-o regiune cu o putere instalată de 2 000 MW viteza de variație C_m a sarcinii în perioadele de vîrf atinge valori cuprinse între 3–5 MW min [1], [5]. La un interval de prezicere $T=5$ minute ($T \leqslant 5$ minute), cu $(\overline{n^2})^{1/2}$ de ordinul 5-15 MW se vede că eroarea medie pătratică la o extrapolare de ordinul zero este în mare măsură determinată de primul termen din (11). Rezultă deci că o extrapolare de ordinul zero, în care se neglijează de fapt variația componentei lente, nu este acceptabilă. Se impune astfel utilizarea unei extrapolări de ordinul întîi.

Pentru a realiza o extrapolare de ordinul întîi sînt necesare două sarcini măsurate (două citiri). Fie aceste două citiri $x_{(mT)}$ și $x_{((m-1)T)}$ unde momentul $t=mT$ se consideră momentul ultimei citiri efectuate. Evident că folosind perechea $x_{(mT)}$ și $x_{((m-2)T)}$ efectul zgomotului de măsurare ar fi relativ mai redus, dar utilizînd o măsurătoare $x_{((m-2)T)}$, depărtată cu $2T$ față de momentul ultimei citiri s-ar putea ca ipoteza admisă, a componentei lente liniară pe porțiuni, să nu mai fie îndeplinită.

Valoarea estimată a sarcinii sistemului după T minute față de momentul ultimei citiri mT, se estimează acum printr-un algoritm de forma

$$\hat{S}_{((m+1)T)} = x_{(mT)} + \frac{x_{(mT)} - x_{((m-1)T)}}{T} T. \tag{12}$$

Sarcina reală la momentul $(m+1)T$ corespunde relației (8). Media pătratică a erorii de prezicere $\overline{\delta^2_{((m+1)T)}}$ în cazul acestei extrapolări devine (anexa 1).

$$\overline{\delta^2_{((m+1)T)}} = \overline{n^2} \cdot (5 - 4 \cdot e^{-\frac{T}{\tau_n}}) + \overline{z^2}(6 - 8\, e^{-\frac{T}{\tau_z}} + 2e^{-\frac{2T}{\tau_z}}). \quad (13)$$

În cadrul unei ipoteze asemănătoare cu cea admisă la extrapolarea de ordinul zero, adică $\tau_z \gg 2T$ rezultă

$$\overline{\delta^2_{((m+1)T}} \cong \overline{n_2} \cdot (5 - 4e^{-\frac{T}{\tau_n}}). \quad (14)$$

Pentru intervale de predicție $T=3-5$ minute, necesare în cazul comenzii puterii active, se poate considera $\tau_n \ll T$, [1], [5]. Prin aceasta relația (14) devine

$$\overline{\delta^2_{((m+1)T}} \cong 5 \cdot \overline{n^2}. \quad (15)$$

Într-o regiune cu o putere instalată de 2 000 MW s-au înregistrat valori ale lui $(\overline{n^2})^{1/2}$ între 5–15 MW [1].

Pe baza relației (15) rezultă o dispensie a erorii de prezicere de

$$(\overline{\delta^2_{((m+1)T)}})^{1/2} \cong 2{,}25\,(\overline{n^2})^{1/2} \approx 10-30\,\text{MW}.$$

Dacă se admite că zgomotul $n_{(t)}$ are o distribuție normală atunci și eroarea $\delta_{((m+1)T)}$ are o distribuție normală. Din teoria probabilităților [6], se știe că în acest caz cu o probabilitate de 0,0027 (0,27%) pot apare erori de trei ori mai mari decît $(\overline{\delta^2_{((m+1)T)}})^{1/2}$ adică 30–90 MW și cu o probabilitate de 0,3 (30%) pot apare erori egale cu $(\overline{\delta^2_{((m+1)T)}})^{1/2}$ adică, 10–30 MW.

Pentru a micșora efectul zgomotului trebuie utilizate toate datele disponibile în intervalul de timp admis $mT - T < t \leqslant mT$. Cel mai simplu mod de a utiliza aceste date este următorul. Intervalul T, de-a lungul căruia se pot folosi măsurătorile sarcinii, se împarte în două intervale egale de durată $T/2$. De-a lungul acestor intervale măsurătorile se mediază. Fie $a_{(m-1)T}$ și a_{mT} mediile sarcinilor măsurate în aceste intervale (fig. 1).

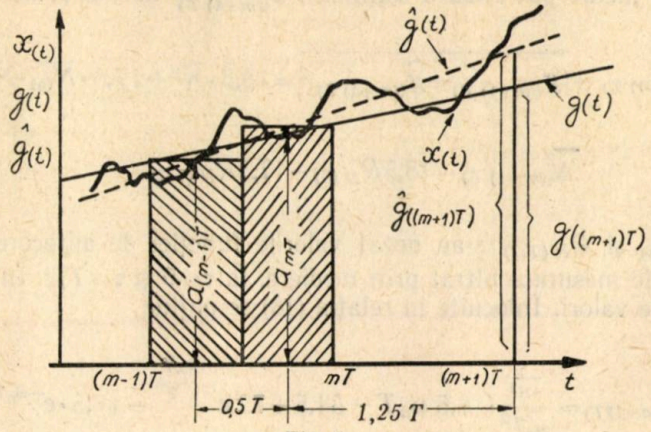


Fig. 1

Dacă măsurătorile, care de obicei sînt discrete, sînt suficient de dese, se poate considera:

$$a_{(m-1)\,T}=\frac{2}{T}\int_{(m-1)\,T}^{((m-1)\,T+T/2} x_{(t)}\cdot dt;\quad a_{mT}=\frac{2}{T}\int_{(m-1)\,T+T/2}^{mT} x_{(t)}\cdot dt. \tag{16}$$

Presupunînd din nou că, $\tau_z \gg 2T$, zgomotul sistemului se poate considera înglobat în componenta lentă a sarcinii. Problema se reduce astfel la prezicerea componentei lente, admisă liniară pe porțiuni suficient de mici în jurul unui moment oarecare. Prezicerea acestei componente cu T minute avans față de momentul ultimei măsurători (mT) se realizează acum în forma (fig. 1):

$$\hat{g}_{((m+1)\,T)}=a_{mT}+\frac{a_{mT}-a_{(m-1)\,T}}{0{,}5\cdot T}\cdot 1{,}25\cdot T$$

sau

$$\hat{g}_{((m+1)\,T)}=3{,}5\cdot a_{mT}-2{,}5\cdot a_{(m-1)\,T}. \tag{17}$$

3. EFECTUL FILTRĂRII PRIN MEDIERE

Operațiile (16) corespund trecerii semnalului $x_{(t)}$, format dintr-o componentă lentă și zgomot de măsurare, printr-un filtru ideal de mediere [3]. Componenta lentă nu se modifică la trecere prin acest filtru. Zgomotul la ieșirea acestui filtru, datorită zgomotului de măsurare, se va nota cu $N_{(t)}$.

Valoarea reală a componentei lente la momentul $(m+1)\,T$ se calculează printr-o relație asemănătoare cu relația (17) în care a_{mT} și $a_{(m-1)\,T}$ se înlocuiesc prin $a_{mT}-N_{(\alpha)}$ și respectiv $a_{(m-1)\,T}-N_{(\alpha-T/2)}$. Cu $N_{(\alpha)}$ și $N_{(\alpha-T/2)}$ s-au notat zgomotele după filtrare, la momentele $\alpha=mT-T/4$ și respectiv $\alpha-T/2$ (fig. 1).

Eroarea medie pătratică a estimării, $\overline{\Delta^2_{((m+1)\,T)}}$ devine acum

$$\overline{\Delta^2_{((m+1)\,T)}}=\overline{(g_{((m+1)\,T)}-\hat{g}_{((m+1)\,T)})^2}=18{,}5\cdot\overline{N^2}+17{,}5\cdot\overline{N_{(\alpha)}\cdot N_{(\alpha-T/2)}}$$

sau

$$\overline{\Delta^2_{((m+1)\,T)}}=18{,}5R_{N\,(0)}-17{,}5R_{N\,(T/2)}. \tag{18}$$

Cu $R_{N(0)}$ și $R_{N(T/2)}$ s-au notat valorile funcției de autocorelație $R_{N(\tau)}$ a zgomotului de măsurare filtrat prin mediere, la $\tau=0$ și $\tau=T/2$. În anexa 2 sînt deduse aceste valori. Înlocuite în relația (18) se obține

$$\overline{\Delta^2_{((m+1)\,T)}}=\frac{\overline{4n^2}}{\omega_n^2T^2}\left(18{,}5\,\omega_nT-54{,}5+72\,e^{\frac{\omega_nT}{2}}-17{,}5\cdot e^{-\omega_nT}\right), \tag{19}$$

Raportul dintre eroarea medie pătratică în cazul filtrării (dată de relaţia (19) şi în lipsa filtrării (dată de relaţia (14)) devine

$$\frac{\overline{\Delta^2_{((m+1)T)}}}{\overline{\delta^2_{((m+1)T)}}} = \frac{4}{\omega_T^2 T^2} \cdot \frac{18{,}5\,\omega_n T - 54{,}5 + 72\,e^{-\frac{\omega_n T}{2}} - 17{,}5 \cdot e^{-\omega_n T}}{5 - 4e^{-\omega_n T}} \tag{20}$$

unde $\omega_n = 1/\tau_n$.

În fig.2 este reprezentată dependenţa acestui raport de mărimea $\omega_n T$. Pentru a determina experimental parametrul caracteristic $\tau_n (1/\omega_n)$ al zgomotului cu funcţia de autocorelaţie de forma (4) se poate utiliza metoda prezentată în [4]. Pe baza unor înregistrări suficient de lungi a fenomenului contaminat se estimează valoarea aşteptată a numărului de treceri prin zero în unitatea de timp a zgomotului. Notînd cu β această valoare, τ_n se calculează prin

$$\tau_n \cong 0{,}8/\beta. \tag{21}$$

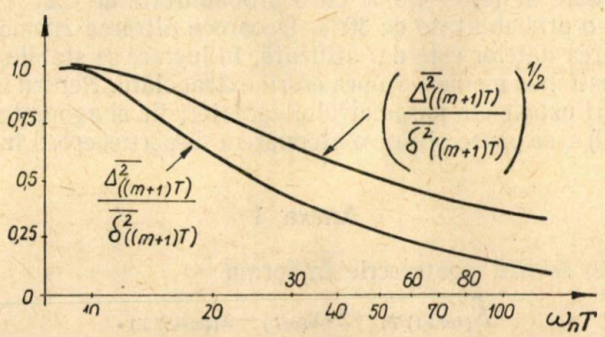


Fig. 2

Pentru zgomotul de măsurare introdus de instrumentele de măsură din sistemele de comandă şi control τ_n este de ordinul $1-10$ sec, [4]. În cazul prezicerii sarcinii în vederea comenzii puterii active [1], intervalul T este cuprins între $3-5$ minute. Dacă de exemplu $T = 5 \times 60 = 300$ s şi $\tau_n = 3$ s rezultă $\omega_n T = T/\tau_n = 100$ iar din relaţia (20), rezultă o atenuare a mediei patratice a zgomotului de măsurare de cca 0,145.

La realizarea efectivă a acestei filtrări este important să se stabilească şi numărul de citiri discrete necesare în intervalul de mediere astfel încît medierea acestor valori să corespundă medierii continue descrisă de relaţiile (16). Pentru ca în citirile discrete să avem conţinute toate caracteristicile zgomotului trebuie ca frecvenţa de citire să fie mai mare sau cel mult egală cu de două ori banda de frecvenţă a zgomotului (conform teoremei eşanţionării [3].)Notînd cu Δf_n banda de frecvenţă efectivă a zgomotului în Hz, intervalul între două citiri discrete ΔT trebuie să fie

$$\Delta T \leqslant 1/2\Delta f_n. \tag{22}$$

Banda de frecvență efectivă a zgomotului considerat se poate calcula după [4] în forma:

$$\Delta f_n = \frac{1}{4\tau_n} = \frac{\beta}{3{,}2}. \tag{23}$$

Dacă de exemplu s-a estimat $\tau_n = 3$s atunci pe baza relației (23) și (22) rezultă

$$\Delta T \leqslant 6\,\text{s}$$

4. CONCLUZII

La o extrapolare de ordinul zero a sarcinii eroarea este în mare măsură determinată de viteza de variație a sarcinii c_m care se neglijează la o astfel de extrapolare. Se impune astfel o extrapolare de ordinul întîi. Eroarea în acest caz este determinată de zgomotul de măsurare. Pe baza unor valori ale caracteristicilor zgomotului de măsurare luate din literatura de specialitate [1], [4], [5] rezultă o eroare de (1,5−4,5)% cu o probabilitate de 0,27% și o eroare de (0,5−1,5)% cu o probabilitate de 30%. Deoarece filtrarea zgomotului de măsurare prin medierea datelor este des utilizată, în lucrare se stabilește efectul cantitativ al unei astfel de medieri asupra erorii extrapolării. Pentru intervalul $T = 5$ minute, la valori uzuale ale parametrului caracteristic al zgomotului instrumentelor $\tau_n = (1 \div 10)$ s, se poate obține o atenuare a dispersiei erorii între 0,05÷0,45.

Anexa 1

Relația (12) se mai poate scrie în forma

$$\hat{S}_{((m+1)\,T)} = 2 \cdot x_{(mT)} - x_{((m-1)\,T)}. \tag{1a}$$

Ținînd cont că $x_{(mT)}$ și $x_{((m-1)\,T)}$ se exprimă prin

$$x_{(mT)} = g_{(mT)} + z_{(mT)} + n_{(mT)}$$

și

$$x_{((m-1)\,T)} = g_{(mT)} - c_m T + z_{((m-1)\,T)} + n_{((m-1)\,T)}$$

rezultă

$$\hat{S}_{((m+1)\,T)} = g_{(mT)} + c_m T + 2z_{(mT)} - z_{((m-1)\,T)} + 2n_{(mT)} - n_{((m-1)\,T)}. \tag{2a}$$

Sarcina reală la momentul $(m+1)\,T$ este exprimată de relația (8). Diferența dintre sarcina reală și cea estimată exprimată de relația (2a) este eroarea de prezicere în cazul extrapolării de ordinul întîi. Notînd cu $\delta_{((m+1)\,T)}$ această eroare, media pătratică a ei devine

$$\overline{\delta^2_{((m+1)\,T)}} = \overline{(z_{((m+1)\,T)} - 2z_{(mT)} + z_{((m-1)\,T)} - 2n_{(mT)} + n_{((m-1)\,T)})^2}.$$

Ținînd cont de independența acestor zgomote și caracterul lor definit prin relațiile (3) și (4) se obține

$$\overline{\delta^2_{((m+1)\,T)}} = 6\overline{z_2} - 8 \cdot \overline{z^2} \cdot e^{-\frac{T}{\tau_z}} + 2 \cdot \overline{z^2} e^{-\frac{2T}{\tau_z}} + 5\overline{n^2} - 4 \cdot \overline{n^2} e^{-\frac{T}{\tau_n}} \tag{3a}$$

Anexa 2

Funcția pondere, $h_{(t)}$ a filtrului de mediere care realizează asupra semnalelor de intrare operații de forma (16) este prezentat în fig. 3, [3].

Funcția de transfer a filtrului (transformată bilaterala Laplace a lui $h_{(t)}$ rezultă în forma

$$H_{(p)} = \frac{2}{T}\left(\frac{e^{p\frac{T}{4}} - e^{-p\frac{T}{4}}}{p}\right). \qquad (4a)$$

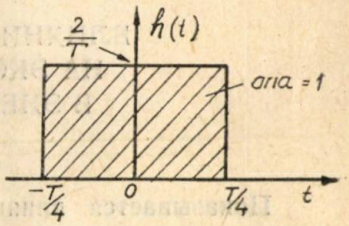


Fig. 3

Transformata Laplace bilaterală a funcției de autocorelație a zgomotului de măsurare de la intrarea filtrului este

$$\Phi_{(p)} = \mathcal{L}\left(\overline{n^2} \cdot e^{-\frac{|\tau|}{\tau_n}}\right) = 2\overline{n^2}\,\frac{\tau_n}{1+p^2\tau_n^2} \qquad (5a)$$

Funcția de autocorelație a zgomotului de la ieșirea filtrului, $R_{N(\tau)}$ se calculează acum din transformata inversă Laplace bilaterală a funcției $F_{(p)}$ definită prin [3]:

$$F_{(p)} = \Phi_{(p)} \cdot (H_{(p)} \cdot H_{(-p)}) \qquad (6a)$$

deci

$$R_{N(\tau)} = \mathcal{L}^{-1}\left(2\overline{n^2} \cdot \frac{\tau_n}{1+p^2\tau_n^2} \cdot \frac{4}{T^2}\,\frac{(e^{p\frac{T}{4}} - e^{-p\frac{T}{4}})^2}{p^2}\right). \qquad (7a)$$

Pentru $\tau = 0$ se obține

$$R_{N(0)} = \overline{N^2} = 8 \cdot \frac{\overline{n^2}}{\omega_n^2 T^2}\left(e^{-\frac{\omega_n T}{2}} + \frac{\omega_n T}{2} - 1\right). \qquad (8a)$$

Prin $\overline{N^2}$ s-a notat media pătratică a zgomotului la ieșirea filtrului iar ω_n este $1/\tau_n$.

La $\tau = T/2$ rezultă

$$R_{N(T/2)} = \frac{\overline{4n^2}}{\omega_n^2 T^2}\left(1 + e^{-\omega_n T} - 2e^{-\frac{\omega_n T}{2}}\right). \qquad (9a)$$

BIBLIOGRAFIE

1. E. D. Farmer, M. I. Potton, Development of online load prediction techniques with results from trials in the south-west region of the CEGB. Proc. IEE, vol. 115, nr. 10, 1968, pag. 1577.
2. T. E. Dy Liacco, The adaptive Reliability Control System. IEE Transactions, vol. PAS-86, nr. 5, 1967, pag. 517.
3. A. Spătaru, *Teoria transmisiunii informației. Semnale și perturbații.* Editura tehnică București 1966.

W. Goff Kenneth, Dinamics in Direct Digital Control. A systematic approach to DDC design. Estimating characteristics and effects of noisy signals. Reprint from ISA Journal November and December 1966.
5. E. D. Farmer, Stability and noise sensitivity of a digital analoque control system for the automatic loading of a power system. Proc. IEE vol. 115, nr. 3, 1968, pag. 453.
6. M. Iosifescu, şi alţii, *Teoria probabilităţilor şi statistica matematică.* Editura tehnică Bucureşti 1966.

ВЛИЯНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ШУМА НА ЭКСТРАПОЛЯЦИЮ НАГРУЗКИ В ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

(РЕЗЮМЕ)

Показывается влияние измерительного шума на короткосрочное предсказание нагрузки при линейном экстраполяции. Шум рассматривается как процесс Маркова с рациональной спектральной плотностью, полученной прохождением идеального белого шума через низкопроходящий фильтр первого порядка. Даются расчётные формулы отклонения результатов экстраполяции в случае применения среднего значения данных.

THE EFFECT OF MEASURING NOISE ON THE LOAD EXTRAPOLATION IN A POWER SYSTEM

(SUMMARY)

The paper presents the effect of the measuring noise on the load short time prediction through liniear extrapolation. The noise is considered to be a Markov process with a rational power density spectrum obtained through white noise passing a time lag filter. Presented is then a method which permits a quantitative appreciation of the effect of noise smoothing through an average process, in the case of linear load extrapolation in order to control the active load in power system.

MINIMIZAREA MICROPROGRAMELOR FOLOSIND TEHNICA MICROSUBPROGRAMELOR

DE

C. STRUGARU

1. INTRODUCERE

Autorul a elaborat o schemă nouă pentru o unitate de comandă microprogramată care va fi descrisă în detaliu într-o altă lucrare. Această schemă folosește microsubprograme.

În lucrarea de față se prezintă o metodă de minimizare a microprogramelor adaptată special la această schemă.

Formatul unui cuvînt microinsctrucție (μi) cuprinde de obicei două cîmpuri așa cum se indică în fig. 1. În cîmpul *I*, care de asemenea poate fi organizat în mai multe subcîmpuri [1], se specifică sub o formă codificată operatorul de comandă a microoperațiilor (μop), în cîmpul II adresa următoarei μi. Conținuturile cîmpurilor I și II s-au notat cu A_i și respectiv S_K, iar adresa la care se găsește înmagazinată însăși μi s-a notat cu S_j. În prezentarea microprogramelor (μp) sub formă de scheme-graf, se va folosi reprezentarea simbolică din fig. 1 pentru indicarea μi.

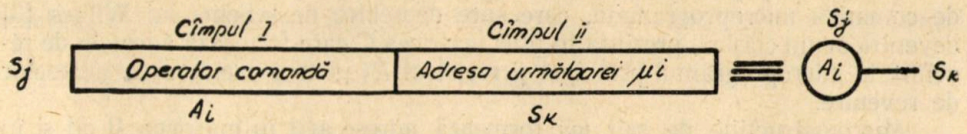


Fig. 1. Formatul unui cuvînt microinstrucției și notația simbolică.

Microinstrucțiile din același μp sau din μp diferite, dar care au în cîmpul I același operator *A*, deosebindu-se numai prin aceea că în cîmpul II sînt specificate adrese diferite se vor numi în continuare „μi de același tip". Vom mai preciza că două μp vor fi considerate echivalente dacă prin parcurgerea lor se generează în mod strict aceeași succesiune de μop.

Acum prin minimizarea unui μp vom înțelege că se urmărește să se obțină un μp echivalent cu cel dat însă cu un număr mai mic de μi pe seama reducerii numărului de μi de același tip. Este cunoscut de asemenea faptul că într-un set de μp există succesiuni identice de μi. În acest caz se poate pune problema interpretării acestor succesiuni ca și microsubprograme prin analogie cu sub-

programele din tehnica programării. Această modalitate de elaborare a microprogramelor ar prezenta în principiu aceleași avantaje bine cunoscute pe care le oferă în programare tehnica subprogramelor.

În tehnica programării există mai multe metode de a face apel la un subprogram și de a reveni la programul principal. O modalitate de a reveni în programul principal în locul potrivit este de a memora într-un registru, simultan cu efectuarea saltului la subprogram, adresa de revenire în programul principal.

Adoptînd același principiu și la nivelul microprogramelor vom distinge acum microinstrucții de salt (μis) la microsubprogram și microinstrucții de revenire (μir) la microprogramul principal. Pentru memorarea adresei de revenire formată de o μis este necesar a se introduce în unitatea de comandă un nou registru.

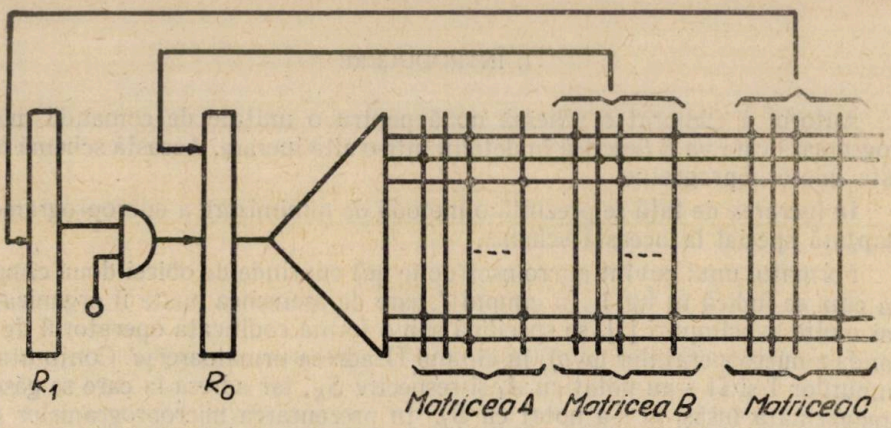


Fig. 2. Schema logică de principiu pentru unitatea de comandă.

În fig. 2 se prezintă organizarea logică de principiu pentru o astfel de unitate de comandă microprogramată, care spre deosebire de schema lui Wilkes [3] devenită acum clasică, prezintă în plus matricea C care formează adresele de revenire la microprogramul principal și registrul R_1 pentru memorarea adreselor de revenire.

Microinstrucțiile de salt μis formează adrese atît în matricea B cît și în matricea C în timp ce microinstrucțiile de revenire μir comandă numai transferul adresei de revenire din R_1 în R_0 fără a forma adrese în B și C.

Formatele cuvintelor pentru μis și μir și reprezentarea lor simbolică sînt date în fig.3 *a* și respectiv fig. 3*b*. Pentru μir cîmpul ce prevede transferul adresei de revenire din R_1 în R_0 poate fi de fapt inclus în cîmpul destinat operatorului de comandă.

2. MINIMIZAREA MICROPROGRAMELOR

O unitate de comandă microprogramată poate fi asimilată cu un automat microprogramat la care stările interne se identifică cu adresele microinstrucțiilor, a căror succesiune în μp determină trecerile automatului, iar operatorii

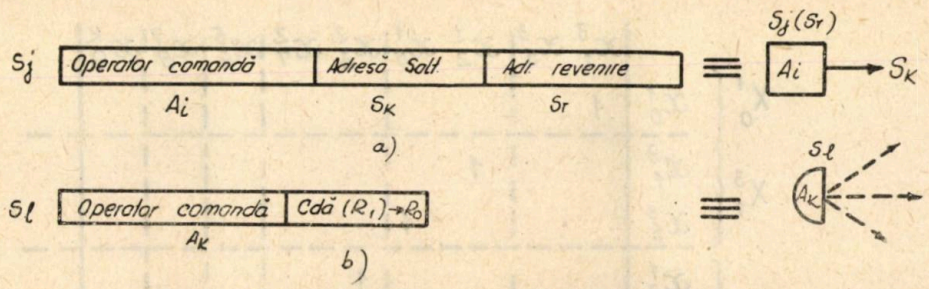


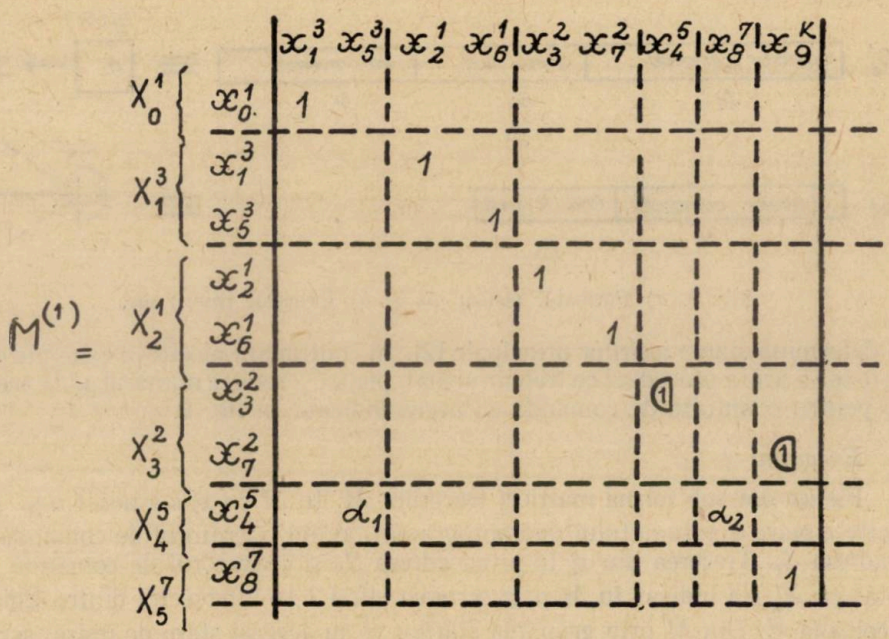
Fig. 3. *a*) Formatul pentru μis și *b*) formatul pentru μir.

A_l determină starea ieșirilor principale [2]. În continuare pe cîteva exemple concrete se va arăta procedeul ce trebuie urmat pentru a reduce numărul μi de același tip pentru o unitate de comandă ca aceea indicată în fig. 2.

Exemplul I

Fie μp dat sub forma matricei trecerilor M. În M cu x_i^j s-a notat o μi, respectiv o stare a automatului microprogramat, avînd operatorul de comandă A_j și adresa S_l. Trecerea din x_i^j în μi cu adresa S_k și operatorul de comandă A_l, notat cu X_k^l s-a indicat în M prin scrierea cifrei 1 la intersecția dintre linia x_i^j și coloana x_k^l. Din M prin gruparea stărilor ce au aceeași stare de ieșire, același operator de comandă, se obține $M^{(1)}$. Grupele în $M^{(1)}$ sînt separate prin linie în-

$$M = \begin{array}{c|ccccccccc} & x_1^3 & x_2^1 & x_3^2 & x_4^5 & x_5^3 & x_6^1 & x_7^2 & x_8^7 & x_9^K \\ \hline x_0^1 & 1 & & & & & & & & \\ x_1^3 & & 1 & & & & & & & \\ x_2^1 & & & 1 & & & & & & \\ x_3^2 & & & & 1 & & & & & \\ x_4^5 & & & & & \alpha_1 & & \alpha_2 & & \\ x_5^3 & & & & & & 1 & & & \\ x_6^1 & & & & & & & 1 & & \\ x_7^2 & & & & & & & & 1 & \\ x_8^7 & & & & & & & & 1 & \end{array}$$



treruptă. Dacă s-ar folosi procedeul de minimizare obișnuit [4] s-ar ajunge la concluzia că numărul de stări în automatul dat de M nu poate fi redus. Dacă în $M^{(1)}$ microinstrucțiile x_3^2 și x_7^2 se consideră μir, cu formatul din fig. 3*b*, atunci x_3^2 și x_7^2 interpretate ca stări ale automatului microprogramat, devin stări echivalente și pot fi deci înlocuite printr-o singură stare. Acest lucru e posibil acum, deoarece trecerea în starea următoare depinde numai de conținutul registrului R_1 și prin urmare ca două μi de tipul revenire să fie echivalente este suficient să aibă același operator de comandă.

Pentru ca μi dintr-o grupă să poată fi transformate în μi de tipul revenire, μir și deci echivalente cu o singură μi, trebuie satisfăcută condiția I.

Condiția I : Două sau mai multe μi de același tip pot fi transformate în microinstrucții de tipul de revenire numai dacă pentru fiecare din acele μi trecerea următoare în $M^{(1)}$ este spre o μi incompatabilă. Se definesc ca μi incompatabile acele μi care în $M^{(1)}$ nu fac parte din grupele ce includ două sau mai multe μi de același tip. În exemplul considerat μi incompatabile sînt x_0^1, x_5^4, x_8^7 și x_9^k.

Cum pentru x_3^2 și x_7^2 condiția I este satisfăcută ele pot fi transformate în μir și înlocuite cu o singură μi, cu același operator de comandă A_2 însă în formatul din fig. 3*b*. Faptul că x_3^2 și x_7^2 sînt considerate ca fiind μir se indică în $M^{(1)}$ prin înscrierea cifrei 1 în simbolul adoptat pentru acest tip de μi.

Rămîne să se stabilească care μi vor comanda înscrierea adreselor de revenire în R_1 adică care vor fi μis. Cum microinstrucțiile de salt μis nu pot fi decît

microinstrucții incompatabile, atunci pentru fiecare μi incompatabilă se urmărește în $M^{(1)}$ dacă prezintă treceri ce conduc spre acele μi considerate ca fiind μir. Pentru x_0^1 rezultă că există o trecere spre x_3^2 iar pentru x_4^5 cînd $\alpha=1$ există o trecere spre x_7^2.Se va nota simbolic acest lucru astfel : $\{x_0^1\}\to x_3^2$ și $\{x_4^5\alpha_1\}\to x_7^2$. Atunci x_0^1 va înscrie în R_1 adresa corespunzătoare revenirii la x_4^5 iar x_4^5 cînd $\alpha=1$ va înscrie în R_1 adresa corespunzătoare revenirilor la x_9^k.

Renumerotînd stările din $M^{(1)}$ se obține matricea M_F a automatului, respectiv microprogramului, minimizat echivalent, care necesită numai 7 stări interne față de 10 ale automatului dat. În M_F la intersecția liniei X_0^1 cu co-

$M_F =$

	X_1^3	X_2^1	X_3^2	X_4^5	X_5^7	X_6^K
X_0^1	1			[1]		
X_1^3		1				
X_2^1			1			
X_3^2				(1)		(1)
X_4^5	α_1				α_2	[α_1]
X_5^7						1

loana X_4^5 s-a indicat prin cifra 1 înscrisă în simbolul adoptat pentru μi de salt, că adresa acelei stări, adică 4, urmează a fi memorată în R_1 cînd se execută X_0^1. La fel s-a procedat și pe linia X_4^5.

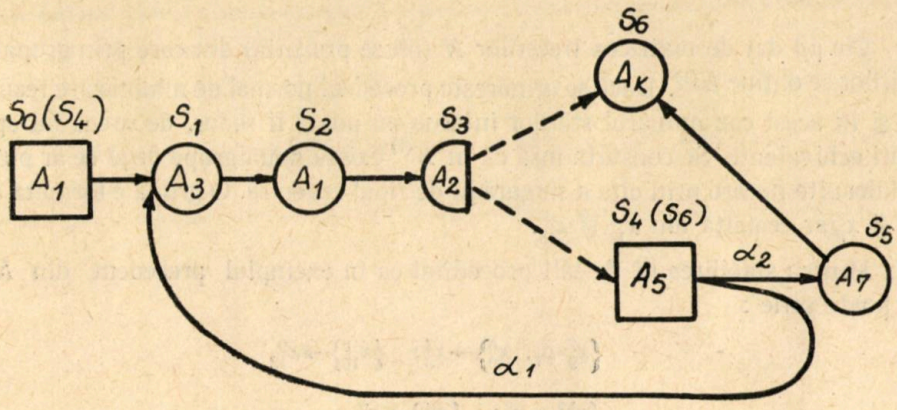
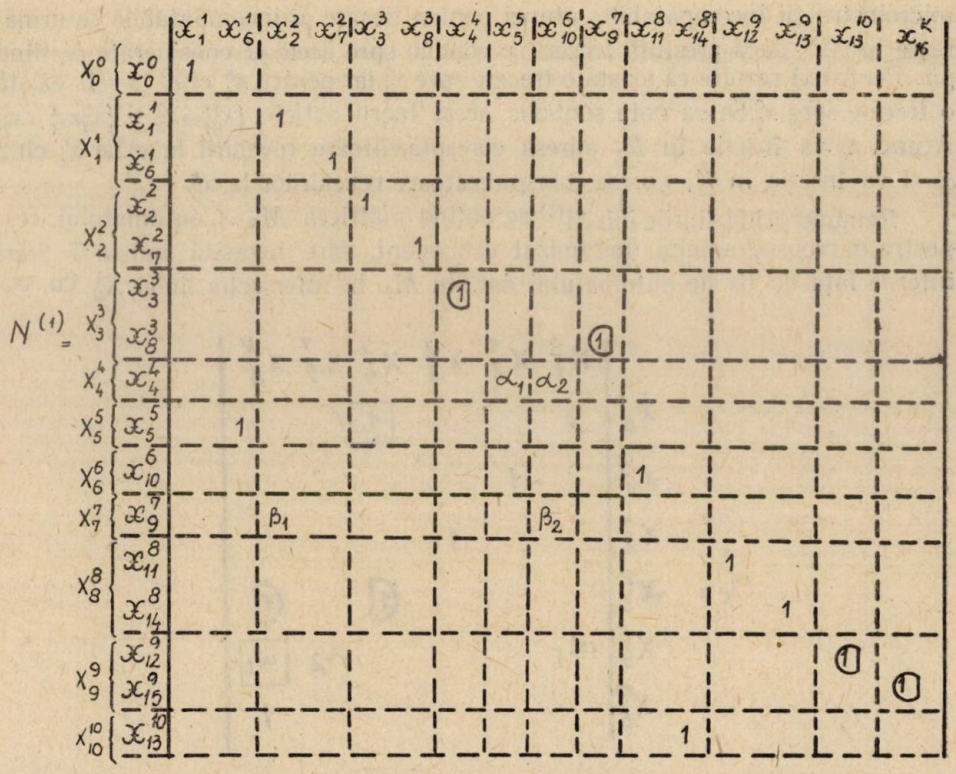


Fig. 4. Graful echivalent matricei M_F



În fig. 4 s-a indicat graful microprogramului minimizat, dedus din *MF*.

Exemplul II.

Fie μp dat de matricea trecerilor N (nu se prezintă) din care prin gruparea stărilor se obține $N^{(1)}$. Dacă se urmărește procedeul normal de minimizare rezultă că și în acest caz numărul stărilor interne nu poate fi redus, deoarece nu apar stări echivalente. Se constată însă că în $N^{(1)}$ există două grupe de μi ce ar putea fi înlocuite fiecare prin cîte o singură μi de tipul revenire. O grupă e formată din x_3^3 și x_8^3iar cealaltă din x_{12}^9 și x_{15}^9.

Pentru stabilirea μi de salt procedînd ca în exemplul precedent din $N^{(1)}$ se poate scrie :

$$\{x_9^7 \cdot \beta_1,\ x_0^0\} \rightarrow x_3^3;\quad \{x_{10}^6\} \rightarrow x_{12}^9$$

$$\{x_5^5\} \rightarrow x_8^3;\quad \{x_{13}^{10}\} \rightarrow x_{15}^9$$

Deoarece la x_3^3 se poate ajunge plecînd de la x_0^0 sau de la x_9^7 cînd $\beta_1=1$ atunci atît x_0^0 cît și x_9^7 vor fi considerate ca μi de salt.

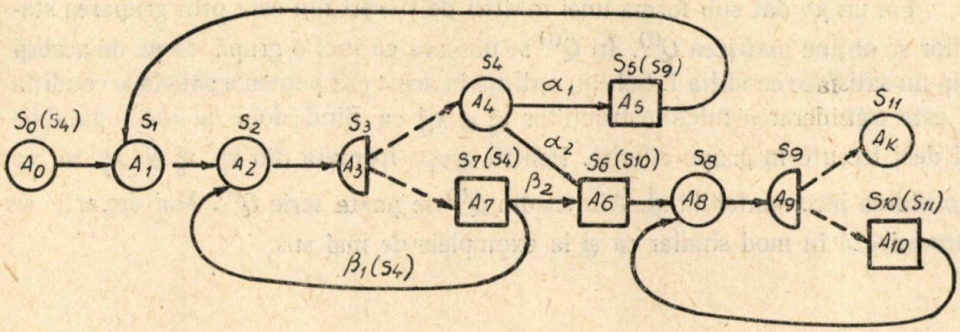


Fig. 5. Graful echivalent matricei N_F

Din $N^{(1)}$ prin renumerotarea stărilor se poate scrie N_F pentru μp minimizat care rezultă numai cu 12 μi față de 17 ale $p\mu$ dat. Graful ce corespunde matricei N_F este dat în fig. 5.

$N_F =$

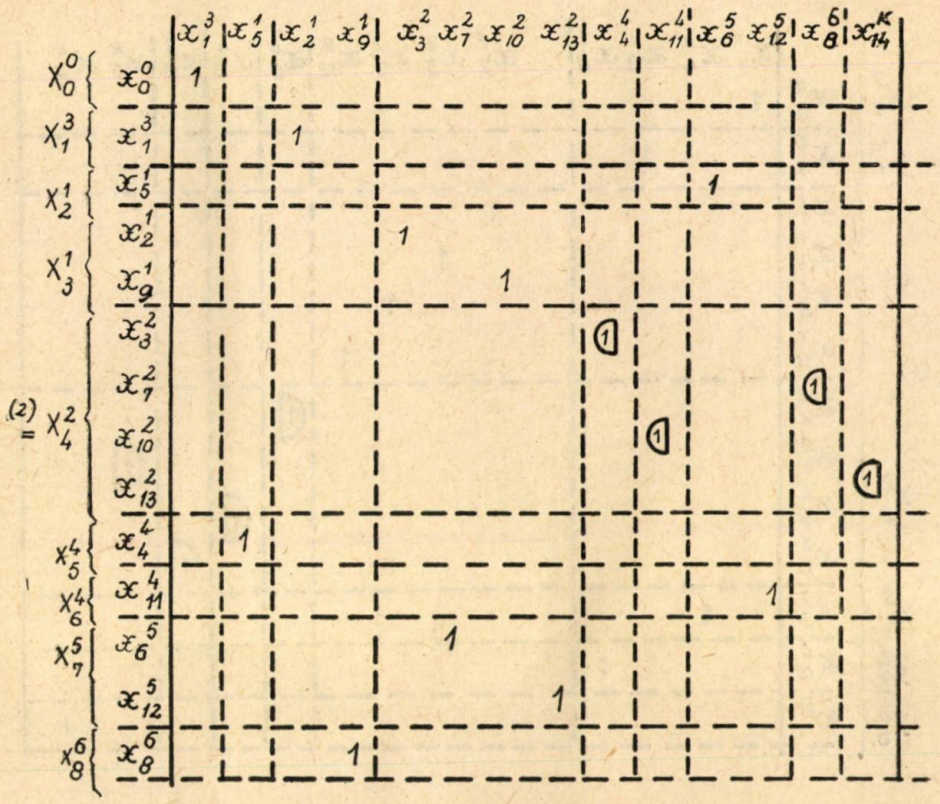
	X_1^1	X_2^2	X_3^3	X_4^4	X_5^5	X_6^6	X_7^7	X_8^8	X_9^9	X_{10}^{10}	X_{11}^K
X_0^0	1			[1]							
X_1^1		1									
X_2^2			1								
X_3^3				(1)			(1)				
X_4^4					α_1	α_2					
X_5^5	1							[1]			
X_6^6							1		[1]		
X_7^7		β_1		[β_1]		β_2					
X_8^8								1			
X_9^9									(1)	(1)	
X_{10}^{10}							1				[1]

Exemplul III

Fie un μp dat sub forma unei matrici de treceri din care prin gruparea stărilor se obține matricea $Q^{(1)}$. În $Q^{(1)}$ se observă că nici o grupă de μi de același tip nu satisface condiția I. Soluția optimă în acest caz pentru a satisface condiția I este considerarea microinstrucțiilor x_4^4 și x_{11}^4 ca fiind două μi incompatabile și deci trecute în grupe diferite. Pentru grupa formată din x_2^1, x_5^1 și x_9^1 se va considera incompatabilă x_5^1. Atunci din $Q^{(1)}$ se poate scrie $Q^{(2)}$. Mai departe se procedează în mod similar ca și la exemplele de mai sus.

$Q^{(1)} =$

	x_1^3	x_2^1	x_5^1	x_9^1	x_3^2	x_7^2	x_{10}^2	x_{13}^2	x_4^4	x_{11}^4	x_6^5	x_{12}^5	x_8^6	x^K_{14}
x_0^0	1													
x_1^3		1												
x_2^1					1									
x_5^1											1			
x_9^1									1					
x_3^2										1				
x_7^2													1	
x_{10}^2										1				
x_{13}^2														1
x_4^4			1											
x_{11}^4												1		
x_6^5					1									
x_{12}^5								1						
x_8^6				1										



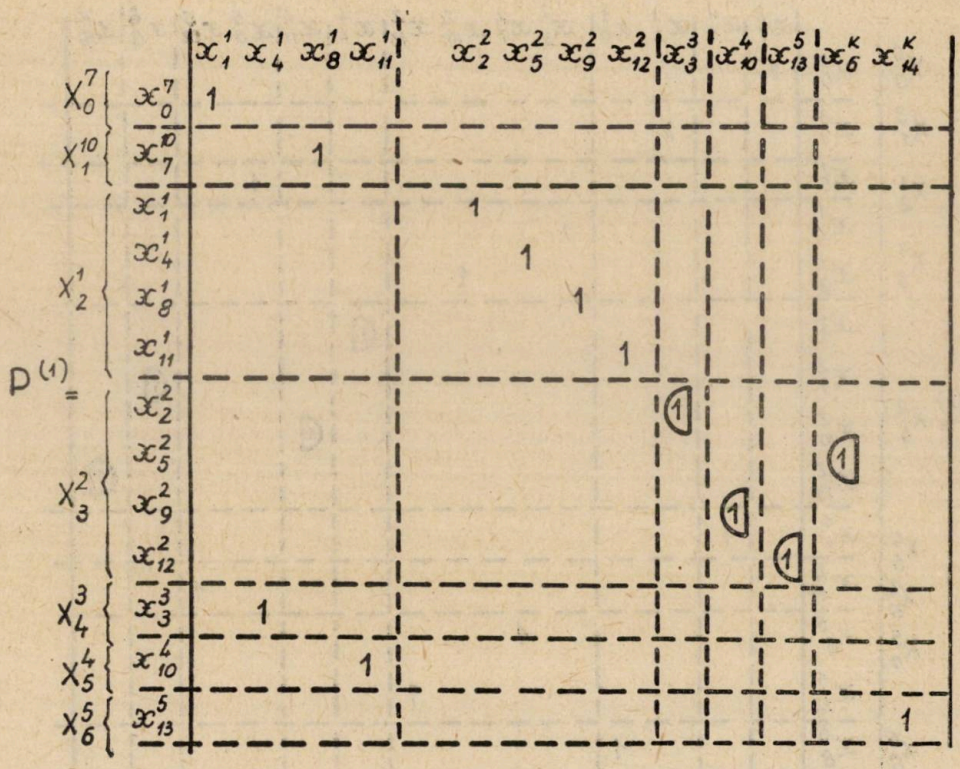
Exemplul IV

Este cunoscut faptul că posibilităţile de folosire a microsubprogramelor cresc considerabil atunci cînd un set de μp se consideră reunite într-un singur μp. În astfel de cazuri, se procedează ca şi în exemplele precedente, cu menţiunea că μi iniţiale în fiecare μp trebuiesc considerate ca μi incompatabile.

Considerăm în acest exemplu numai două μp, avînd unul starea iniţială x_0^7 şi celălalt starea x_7^{10} ca fiind reunite în μp a cărei matrice de treceri este P. Din P (nu se prezintă) se obţine $P^{(1)}$ Există un grup de patru microinstrucţii x_2^2, x_5^2, x_9^2, şi x_{12}^2 care pot fi înlocuite cu o singură μi de tipul revenire. Pentru stabilirea μis din $P^{(1)}$ se scrie:

$$\{x_0^7\} \rightarrow x_2^2; \quad \{x_7^{10}\} \rightarrow x_9^2$$

$$\{x_3^3\} \rightarrow x_5^2; \quad \{x_{10}^4\} \rightarrow x_1^2$$



Prin renumerotarea stărilor așa cum se arată în $P^{(1)}$ se poate scrie matricea P_F pentru cele două μp reunite. Dacă numărul total al μi din cele două μp considerate independente era 15, în microprogramul echivalent și minimizat există numai 7 microinstrucții.

3. CONCLUZII

Din exemplele prezentate rezultă că metoda propusă scoate în evidență posibilitățile de reducere a numărului de microinstrucții și constituie un procedeu sistematic ce permite să se stabilească configurația microprogramelor minimizate. Posibilitățile de reducere a numărului de μi sînt însă cu atît mai mari cu cît în setul dat de μp există mai multe μi de același tip sau succesiuni identice de μi ce pot fi considerate ca microsubprograme.

BIBLIOGRAFIE

1. P. Fagg, s.a., Proc. AFIPS 1964, Fall Joint Comput. Conf. vol. 28, pag. 205—231.
2. V. Diacenco, s.a, *Upravlenie na setiah sviazi*, Moskva, Nauka, 1957.
3. M. V. Wilkes, şi J. B. Stringer, Proc. of the Cambridge Philosophical Society 49, 1953, Part. 2, pag. 230—238.
4. A. Gill, *Introduction to the Theory of Finite State Machines* N. Y., McGraw-Hill Book Company, 1962.

МИНИМАЛИЗАЦИЯ МИКРОПРОГРАММ ИСПОЛЬЗУЯ ТЕХНИКУ МИКРОПОДПРОГРАММ

(РЕЗЮМЕ)

Излагается возможность минимализации микропрограмм используя технику микроподпрограмм по аналогии использования подпрограмм на уровне программ. Для этого определяются микроинструкции скачка и возвращения и излагается логическая организация управляющей единицы. Несколькими примерами илюстрируется способ минимализации независимых или объединенных в одну микропрограмму.

MICROPROGRAMS MINIMIZATION BY SUBROUTINES TECHNIQUES

(ABSTRACT)

Paper presents a method of microprogram minimization by subroutines techniques, similar to the use of subroutines in the programming level. Jump and return microinstuctions are defined and the corresponding logical organization of the control unit is described. Some examples illustrates the minimization algorithm.

STUDIU PE MODEL AL SUPRATENSIUNILOR DE COMUTAȚIE PE O LINIE DE 400 kV

DE

I. HEINRICH, O. CRIȘAN, CORNELIA IVAȘCU, M. NEMEȘ

A. INTRODUCERE

Lucrarea prezintă studiul experimental pe model al supratensiunilor de comutație, avînd la bază schema din fig. 1. S-au studiat următoarele probleme principale :

1. Punerea sub tensiune a liniei dinspe *B*.
2. Declanșarea liniei într-un capăt la sarcini mici de transport.
3. Declanșarea în număr incomplet de faze a liniei ca urmare a unui defect nesimetric la capătul ei.

Facultatea de electrotehnică din Timișoara a fost solicitată în acest sens de Dispecerul Energetic Național (UPDE) în vederea punerii sub tensiune a liniei de 400 kV Luduș-Lemeșani.

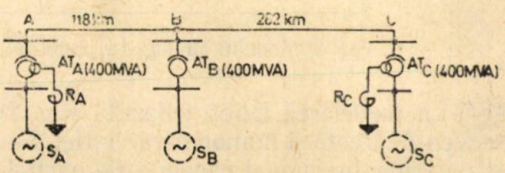


Fig. 1. Schema liniei de interconexiune.

Pe baza datelor inițiale, care au fost puse la dispoziție de UPDE, s-au putut stabili unele concluzii direct, însă o serie de probleme au necesitat determinări experimentale, acestea fiind redate în lucrare prin oscilograme. Determinările experimentale au fost executate pe modelul fizic al liniei *BC* (fig. 2).

B. MODELAREA LINIEI

Pentru rezolvarea problemelor propuse a fost suficientă modelarea porțiunii *BC* a liniei cu autotransformatoarele AT_B și AT_C din *B* și *C*, inclusiv reactorul R_C din *C*, precum și a sistemului S_B din *B*.

La conectarea sau deconectarea nesimultană a celor trei faze apar componente sinfazice (homopolare) ale curenților, care trebuie modelate corect. Ar fi fost posibilă o modelare prin componente, însumînd apoi tensiunile componente măsurate sau oscilografiate. Pentru a obține direct tensiunile fazelor, s-a preferat modelarea trifazată.

Linia a fast modelată prin elemente concentrate. Schema în π folosită nu corespunde cu precizie decît frecvenţei de bază. Pentru armonica a 5-a lungimea modelată de 282 km coincide cu aproximaţie cu sfertul de lungime de undă, prin urmare schema favorizează apariţia acestor armonici.

Posibilitatea concentrării elementelor liniei este scoasă în evidenţă şi în literatură. Astfel se arată în [2] şi [3] că este admisibil, ca linia să fie reprezentată chiar printr-o singură capacitate concentrată.

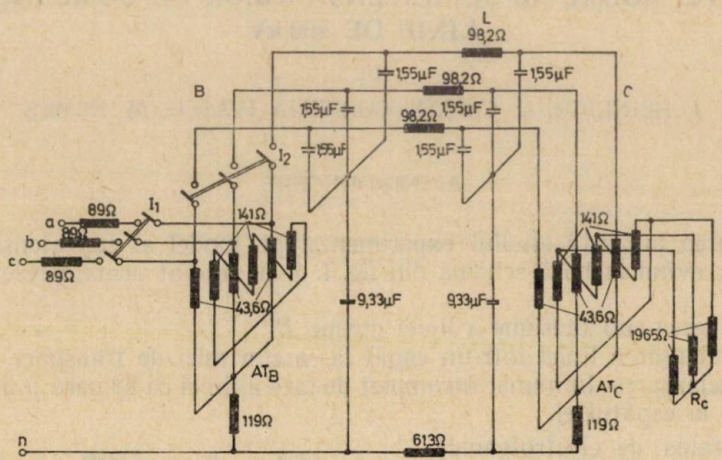


Fig. 2. Modelul analogic al liniei *BC*, cu considerarea sistemului S_B

La modelarea fizică trifazată (fig. 2) s-au reprodus la scară parametrii de secvenţă directă şi homopolară. Astfel s-au modelat corect inductivităţile proprii şi mutuale, precum şi capacităţile parţiale între faze şi între fază şi pămînt.

În cazul liniei, reactanţa homopolară s-a realizat prin intercalarea unei reactanţe suplimentare pe nul. La modelarea transformatoarelor acest artificiu nu a fost posibil, deoarece, datorită înfăşurării în triunghi a transformatoarelor, ele prezintă faţă de pămînt o reactanţă homopolară mult mai mică decît la secvenţă directă (şuntare homopolară). De aceea transformatoarele au fost modelate fizic, tot prin transformatoare, în conexiune cu reactanţă homopolară mică : Y_0/Δ pentru autotransformatorul AT_C respectiv, pentru o şuntare homopolară mai eficace, conexiunea Y_0/Z pentru autotransformatorul AT_B, de la începutul liniei.

În cazurile în care reactanţele de secvenţă directă sau homopolară măsurate au fost prea mici, ele s-au completat prin reactanţe suplimentare intercalate în circuitele de fază sau pe nul.

La modelare s-au folosit elemente cu rezistenţe cît mai mici. Acestea însă nu au reprodus la scară rezistenţele din realitate, fapt ce a influenţat în primul rînd viteza de amortizare a fenomenelor tranzitorii.

Caracteristicile întrerupătoarelor I_1 şi I_2 nu au putut fi modelate perfect, fizic, la scară redusă. Astfel din oscilogramele ridicate s-au constatat vibraţii

ale contactelor, conectări şi deconectări uneori nesigure, tensiune de arc ridicată în raport cu tensiunea sursei şi corespunzător, trecerea forţată prin zero, uneori chiar a curentului de scurtcircuit modelat.

Se consideră, că prin întreruperile forţate s-au putut reproduce într-un mod apropiat de realitate mai ales supratensiunile ce apar la întreruperea unor curenţi nu prea mari cu întrerupătoare avînd mare putere de rupere, de exemplu cu aer comprimat. Rezultatele obţinute pentru celelalte cazuri se consideră acoperitoare.

Pentru modelare s-au ales următoarele scări :

– pentru impedanţe :

$$S_Z = \frac{1\ \Omega\ \text{reţea}}{1\ \Omega\ \text{model}} = 1\ [\Omega\ \text{reţea}/\Omega\ \text{model}]$$

– pentru tensiuni :

$$S_U = \frac{400\ \text{kV reţea (între faze)}}{100\ \text{V model}} = 4\left[\frac{\text{kV reţea (între faze)}}{\text{V model}}\right].$$

Rezultă pentru curenţi :

$$S_I = \frac{S_U}{\sqrt{3}\cdot S_Z} = \frac{4}{\sqrt{3}}\ [\text{kA reţea}/\text{A model}].$$

C. REZOLVAREA PROBLEMELOR PROPUSE

1. Punerea sub tensiune a liniei dinspre *B*

Oscilogramele privind anclanşarea liniei *BC* în gol (fig. 3) dinspre *B*, considerînd întreaga putere de scurtcircuit dinspre sistemul *B* (1 800 MVA) concentrată în *B*, au arătat supratensiuni tranzitorii sub limita de 2 u.r. În lucrare supratensiunile sînt exprimate în unităţi relative, raportate la tensiunea de 400 kV, considerată aplicată la începutul liniei. Supratensiunea amintită de 2 u.r. este posibilă conform indicaţiilor din literatură. În [1], de exemplu, se consideră o linie de 350 km, care este o lungime intermediară şi apropiată de cele de 282, respectiv 400 km, (dacă şi linia *A-B* e conectată) examinate în această lucrare. Supratensiunea calculată la conectare pentru linia amintită de 350 km, a rezultat de 2 u.r., însă ea se reduce la 1,6 u.r. prin efectul de saturaţie al miezurilor de fier (reactoare, respectiv transformatoare).

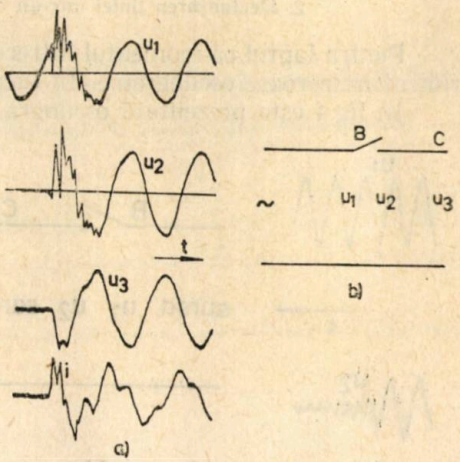


Fig. 3. Conectarea trifazată a liniei *BC* în gol (Transformatorul *C* şi linia *AB* deconectate). Semnificaţia notaţiilor din fig. 3*a* rezultă din fig. 3*b*.

La punerea sub tensiune a liniei vor trebui considerate însă fenomenele

de rezonanță la 50 Hz (sau o frecvență mai coborîtă dacă se consideră pornirea generatoarelor cu linia conectată), ce pot apare datorită curenților capacitivi ce străbat reactanțele generatoarelor, cînd numai unele din acestea sînt conectate în momentul punerii sub tensiune a liniei.

Susceptanța de secvență directă a liniei a fost dată, ca fiind egală cu $B_{1(0)} = 3{,}485 \cdot 10^{-6}$ S/km. Prin urmare reactanțele capacitive corespunzătoare sînt la $l = 282$ km, 1 018 Ω, la $l = 400$km, 717 Ω.

Pe de altă parte impedanța nominală la o putere nominală de $S_n = 400$ MVA este de 400 Ω.

Presupunînd, că generatoarele sincrone prezintă reactanțe sincrone exprimate în unități relative în jurul valorii 2, rezultă că la puterea nominală de alimentare de 400 MVA, reactanța echivalentă a lor (800 Ω) va fi apropiată de reactanțele capacitive calculate mai înainte.

Astfel, reactanțele capacitive provoacă fenomene de autoexcitare (rezonanță cu reactanțele sincrone ale generatoarelor), dacă puterea de alimentare este formată din unele generatoare ale centralei. La puteri mici, fenomenul poate să apară sub 50 Hz.

Aceste constatări au fost confirmate prin măsurători ; pe reactanțe suficient de mari, curenții de încărcare a liniei au provocat supratensiuni la 50 Hz.

Din cele arătate rezultă că punerea sub tensiune a liniei se recomandă să se facă cu reactoarele din *A* și *C* conectate, deoarece acestea compensează puterea capacitivă a liniei. De asemenea este indicat, ca punerea sub tensiune să se facă cu întregul sistem de alimentare conectat, întrucît reactoarele nefiind conectate direct pe linie ci prin transformatoare, accidental, compensarea ar putea lipsi, sau s-ar putea pierde.

2. Declanșarea liniei într-un capăt la sarcini mici de transport

Pentru faptul că momentul întreruperii poate să difere de la caz la caz, s-au ridicat numeroase oscilograme. În lucrare se anexează cele mai reprezentative.

În fig.4 este prezentată oscilograma obținută la întreruperea în *B* a unui curent relativ mic, corespunzător unei puteri de 160 MVA. Valoarea curentului întrerupt rezultă $I_0 = 0{,}23$ kA care a fost reprodus pe model cu un curent de valoarea $I_{0m} = \frac{I_0}{S_I} = 0{,}1$ A.

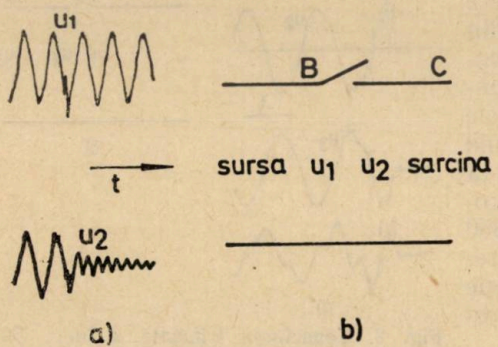


Fig. 4. Intreruperea unui curent mic de sarcină. Semnificația notațiilor din fig. 4*a* rezultă din fig. 4*b*.

Din oscilogramă se observă că nu apar supratensiuni la întreruperea acestor curenți mici de sarcină.

Această concluzie este în concordanță cu rezultatele obținute din calcul.

Într-adevăr, curentul la locul de întrerupere se poate considera că se obţine în urma suprapunerii a două unde de tensiune u şi $u' = -u$. (fig .5). Astfel:

$$i_0 = \frac{u}{Z} - \frac{u'}{Z} = \frac{2u}{Z} \tag{1}$$

unde Z reprezintă impedanţa de undă a liniei.

Tensiunea maximă la locul de întrerupere penrtu o linie fără pierderi rezultă:

$$u_{max} = 2u = i_0 Z = i_0 \sqrt{\frac{L}{C}}. \tag{2}$$

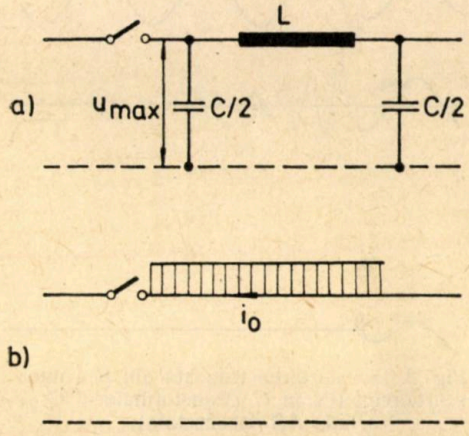


Fig. 5. Intreruperea unui curent în gol.

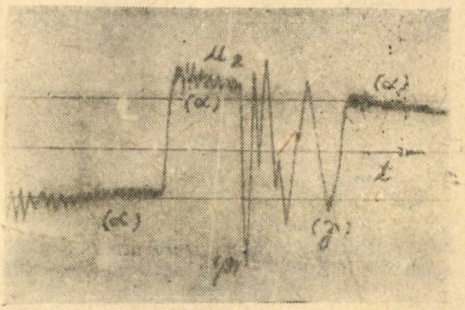


Fig. 6. Reaprinderi la deconectarea trifazată a liniei în gol:
(α) — tensiunea liniei după întrerupere; (β) — vîrf de reaprindere; (γ) — forma stabilizată a tensiunii.

Dacă se aplică relaţia (2) pentru cazul considerat anterior, şi admiţînd impedanţa de undă de valoare $Z = 316\,\Omega$, se obţine:

$$u_{max} = \sqrt{2} \cdot 0{,}23 \cdot 316 \cong 100\ \text{kV}$$

care într-adevăr nu este periculoasă pentru nivelul de izolaţie al liniei.

Au apărut totuşi supratensiuni prin reaprinderi, la întreruperea liniei în gol (fig. 6). Întreruperile cu reaprinderi nu trebuie însă considerate la întrerupătoarele de calitate.

3. Declanşarea în număr incomplet de faze a liniei ca urmare a unui defect nesimetric la capătul ei

Programul de încercări a cuprins următoarele situaţii, respectiv combinaţii între ele:

– conectări şi deconectări în B a liniei de 282 km,

– linia a fost fie necompensată la capăt (transformatorul deconectat) fie compensată cu reactoare de 90 MVA,

– linia a fost în gol sau cu scurtcircuit (metalic) monofazat, bifazat sau trifazat la pământ,

– scurtcircuitele s-au deconectat prin întreruperea fazelor defecte sau și a altor faze.

Din cazurile cercetate se prezintă mai jos numai acelea care scot în evidență cel mai clar unele concluzii.

Din oscilograme rezultă supratensiuni datorită trecerii forțate prin zero a curentului, din cauza tensiunii de arc mari (fig. 7, 8).

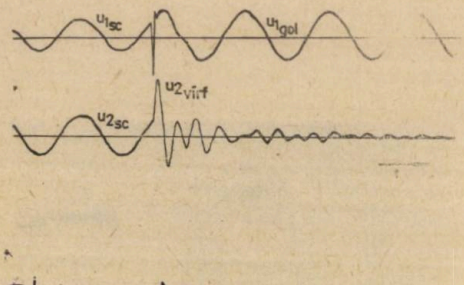


Fig. 7. Deconectarea bifazată din B a unui scurtcircuit 2 FN în C (transformatorul din C deconectat, linia AB neconectată).

$$\frac{u_{2\,vîrf}}{u_{2\,sc}}=2{,}67\,;\quad u_{2\,sc}=u_{1\,sc}\,;$$

$$\frac{u_{1\,gol}}{u_{1\,sc}}=1{,}62\,;\quad \frac{u_{2\,vîrf}}{u_{1\,gol}}=1{,}65$$

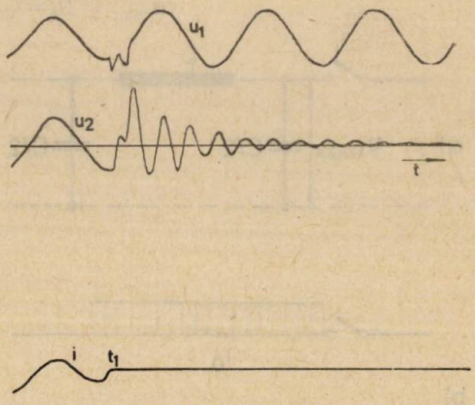


Fig. 8. Deconectarea trifazată din B a unui scurtcircuit FN în C (transformatorul C și linia AB deconectate).

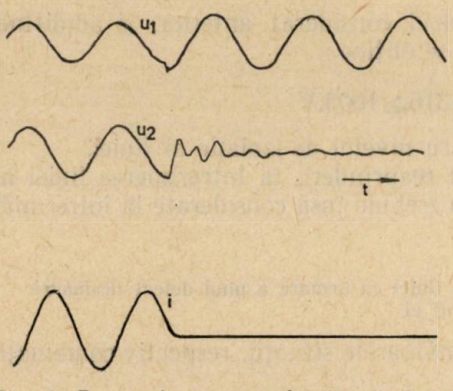


Fig. 9. Deconectarea monofazată din$B$ a unui scurtcircuit FN în C (transformatorul C și linia AB deconectate).

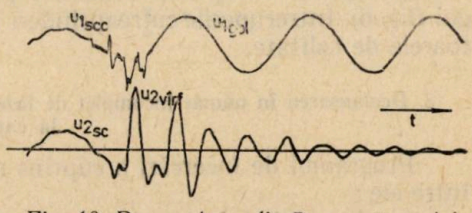


Fig. 10. Deconectarea din B a unui scurtcircuit trifazat în C (linia AB deconectată):

$$u_{1\,sc}=u_{2\,sc}\,;\quad \frac{u_{2\,vîrf}}{u_{1\,gol}}=1{,}77$$

În exploatare, în cazul întrerupătoarelor de calitate, asemenea supratensiuni nu vor apare. De aceea, analiza oscilogramelor trebuie să se efectueze fără considerarea întreruperilor forţate.

De cele mai multe ori, cînd anularea curentului nu a fost accelerată de tensiunea arcului (fig. 9), nu au apărut supratensiuni. Au fost însă cazuri cu vîrfuri relativ mari de tensiune (fig. 10), la o variaţie practic nedeformată a curentului. Şi aceste supratensiuni au fost însă sensibil sub valoarea de 2 u.r.

D. CONCLUZII

Din rezultatele obţinute, reiese că pentru evitatea supratensiunilor trebuie luate următoarele măsuri :

1. Transformatoarele cu reactoare să fie tot timpul conectate la linie.

2. Punerea sau ţinerea sub tensiune a liniei să se realizeze cu întregul, sau cea mai mare parte a sistemului, conectat.

3. Supratensiuni peste 2 u.r. nu apar decît în cazul reaprinderilor la întreruperea liniei în gol, necompensate, sau la întreruperea forţată, cu anularea accelerată a curentului. Evitarea acestor situaţii este asigurată prin calitatea întrerupătorului.

BIBLIOGRAFIE

1. P. Althammer, Le calcul numérique des phénomènes transitoires survenant dans les réseux électriques en considérant spécialement des circuits de couplage d'extrémité complexes. Bulletin ASE, 1963, nr. 19.
2. P. Althammer, R. Petitpierre, Schaltvorgänge und Schaltüberspannungen in Hochstspannungsnetzen. Brown Boveri Mitteilungen, 1964 nr. 1—2.
3. I. Glavitsch, Betriebsfrequente Uberspannungen. Brown Boveri Mitteilungen, 1964 nr. 1—2.

МОДЕЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИХ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ НА ЛИНИИ В 400 КВ

(РЕЗЮМЕ)

В работе рассматривается опытная модель для исследования возможных перенапряжений на линии в 400 кв Лудуш-Лемешань.

Анализируется подключение линии, а также отключение по полному и неполному числу фаз. Выявляется вопрос перенапряжений по резонансному явлению. По полученным результатам, подтвержденным осциллограммами, приводятся рекомендации касающихся эксплуатации линии, с целью избежания перенапряжений при резонансе или переключениях.

MODELLVERSUCHE DER SCHALTZÜBERSPANNUNGEN FÜR EINE 400 kV - LEITUNG.

(ZUSAMMENFASSUNG)

In der Arbeit wird das an einem analogischen Modell durchgeführte experimentelle Studium der Auftretungsmöglichkeiten der Kommutationsüberspannungen an der 400 kV - Linie Luduş - Lemeşani dargestellt. Es wird die Einschaltung sowie die Ausschaltung der Linie bei vollständiger bzw. unvollständiger Phasenanzahl untersucht. Ebenfalls wird das Problem über der Überspannungen durch Resonanzerscheinung in Betracht gezogen. An Hand der erzielten Ergebnisse, die durch Oszilogramme erbracht wurden, werden Schlussfolgerungen betreffs der Ausbeutung der Linie ohne Kommutations - bzw. Resonanzüberspannungen gezogen.

CONSIDERAȚII ASUPRA APLICĂRII METODEI CUPLULUI ECHIVALENT

DE

ȘT. BARȚZER și E. SERACIN

1. PUNEREA PROBLEMEI

Metoda cuplului echivalent se folosește la alegerea și verificarea pe baza încălzirii a puterii motoarelor electrice de acționare la care se cunosc diagramele de sarcină $M=f_1(t)$, aplicîndu-se sub forma [1]:

$$M_e=\sqrt{\frac{\int_0^{t_c} M^2 dt}{\int_0^{t_c} \beta\, dt}}\leq M_N, \tag{1}$$

unde M_e și M_N sînt valorile echivalentă respectiv nominală ale cuplului M la arborele motorului, t_c este durata unui ciclu, iar β este un coeficient prin care se ține seama de abaterea condițiilor de răcire reale față de cele nominale, fiind definit prin relația:

$$\beta=\frac{T_N}{T}, \tag{2}$$

în care T_N și T sînt valorile constantei de timp termice a motorului funcționînd în condițiile de răcire nominale, respectiv în condițiile de răcire reale existente la un moment dat.

În continuare, pentru simplificarea scrierii relațiilor, se introduce notația:

$$t_c^*=\int_0^{t_c}\beta\, dt, \tag{3}$$

prin care se înțelege durata ciclului corectată în funcție de condițiile de răcire reale.

Expresia cuplului echivalent (1) derivă din cea a curentului echivalent, dacă se admite ipoteza simplificatoare a proporționalității dintre curentul I și cuplul M la arborele motorului [1], adică

$$M\approx KI \tag{4}$$

Însă, din punctul de vedere fenomenologic, nu se poate vorbi de o legătură de forma (4) pentru cupluri la arbore, nici măcar în cazul motoarelor de curent

continuu cu excitație independentă. O legătură directă nu poate fi stabilită decît între curentul I și cuplul electromagnetic M_g, care apare ca rezultat direct al interacțiunii dintre curentul din indus și fluxul inductor Φ și care se exprimă prin relația :

$$M_g = k\Phi I \cos \Psi. \tag{5}$$

Rezultă că numai pentru cupluri electromagnetice poate apare o legătură de proporționalitate de forma

$$M_g = KI, \tag{6}$$

necesară pentru a ajunge de la expresia curentului echivalent la cea a cuplului echivalent, în anumite condiții caracterizate prin $\Phi = \text{const.}$ și $\cos \psi = \text{const.}$, ψ fiind unghiul de defazaj dintre tensiunea electromotoare indusă și curent.

Din observațiile de mai sus, ținînd seama de modul de deducere a expresiei cuplului echivalent și de relația (6), rezultă că din punctul de vedere al încălzirii metoda cuplului echivalent ar trebui să se aplice mai corect sub forma (7) :

$$M_{ge} = \sqrt{\frac{1}{t_c^*} \int_0^{t_c} M_g^2 dt} \leq M_{gN}, \tag{7}$$

unde M_{gN} este cuplul electromagnetic nominal.

2. CRITICA SITUAȚIEI

În practica de proiectare a acționărilor electrice nu se aplică metoda cuplului echivalent sub forma (7) din cauza dificultăților de a obține diagrama de sarcină $M_g = f_2(t)$ și cuplul electromagnetic nominal M_{gN} [2]. La calculul acționărilor electrice se lucrează cel mai ușor cu cupluri la arbore, ceea ce explică faptul că în practică se aplică metoda cuplului echivalent sub forma relației (1).

Deoarece forma corectă de aplicare a metodei cuplului echivalent este cea exprimată prin relația (7), înseamnă că la aplicarea metodei cuplului echivalent sub forma relației (1) se introduce o eroare.

Ca urmare, se ridică problema influenței acestei erori asupra rezultatului calculelor de alegere și de verificare la încălzire a puterii motoarelor electrice de acționare.

3. O NOUĂ CONDIȚIE DE VERIFICARE

Pentru rezolvarea problemei enunțate mai sus, se compară cuplul M_{ge} cu cuplul M_e, stabilindu-se o nouă condiție de verificare (15) pentru cuplul la arbore, mai exactă decît cea exprimată prin relația (1). În final, analizînd cele două condiții de verificare (1) și (15), se trag concluzii privind aplicabilitatea metodei cuplului echivalent sub forma aproximativă (1).

În acest scop se scrie :

$$\pm M_g = \pm M + M_p, \tag{8}$$

unde M_p este cuplul de pierderi ; pentru viteza unghiulară $\Omega>0$, semnul (+) corespunde regimului motor și (−) regimului de frînă, iar pentru $\Omega<0$ situația se prezintă invers. În continuare, pentru simplificarea scrierii relațiilor, semnele (+) și (−) se vor considera incluse în notațiile M_g și M.

Înlocuind relația (8) în (7) se obține :

$$M_{ge}=\sqrt{\frac{1}{t_c^*}\int_0^{t_c} M^2dt+\frac{2}{t_c^*}\int_0^{t_c} MM_p dt+\frac{1}{t_c^*}\int_0^{t_c} M_p^2\,dt}\,. \tag{9}$$

Se observă că în baza relațiilor (1) și (3), primul termen de sub radical este M_e^2. Se admite cuplul de pierderi constant și avînd o valoare egală cu M_{pN}, corespunzătoare regimului nominal și se ține seama de faptul că :

$$\frac{1}{t_c^*}\int_0^{t_c} Mdt=\frac{t_c}{t_c^*}M_m=M_m^* \tag{10}$$

și

$$\frac{1}{t_c^*}\int_0^{t_c}(dt)_{\Omega\neq 0}=\frac{t_c}{t_c^*}DA=DA^*, \tag{11}$$

unde M_m este valoarea medie a cuplului M pentru un ciclu, DA este valoarea duratei relative de funcționare calculate din diagrama vitezei $\Omega=f_3(t)$, iar M_m^* și DA^* reprezintă valorile mărimilor M_m, respectiv DA corectate în funcție de condițiile de răcire reale. În aceste condiții relația (9) devine :

$$M_{ge}+\sqrt{M_e^2+2M_pM_m^*+M_p^2DA^*}. \tag{12}$$

În relația (11), integrala se efectuează numai pentru intervalele în care $\Omega\neq 0$, deoarece în celelalte intervale $M_p=0$.

Cu $M_p=M_{pN}$, din relațiile (7) și (8) se obține :

$$M_{ge}\leqq M_{gN}=M_N+M_{pN}=M_N+M_p\,, \tag{13}$$

unde ca mărime de comparație s-a impus cuplul M_{gN} corespunzător regimului de motor, deoarece acesta este cuplul cu cea mai mare valoare admisibilă de durată din punctul de vedere al încălzirii.

Cu ajutorul relațiilor (12) și (13) se poate scrie :

$$M_e^2+2M_pM_m^*+M_p^2DA^*\leqq M_N^2 2M_N M_p+M_p^2, \tag{14}$$

de unde rezultă condiția de verificare mai exactă, căutată pentru cuplurile la arbore, sub forma :

$$M_e=\sqrt{\frac{1}{t_c^*}\int_0^{t_c} M^2dt}\leqq\sqrt{M_N^2+2M_p(M_N-M_m^*)+M_p^2(1-DA^*)}. \tag{15}$$

Calculele de mai sus sînt valabile în cazul motoarelor construite pentru regimul continuu (*RC*) [3]. În cazul motoarelor construite pentru funcționare în regim intermitent (*RI*) [3], la numitorul expresiei cuplului echivalent se

pune numai acea parte a duratei ciclului pentru care $M_g \neq 0$, adică numai durata de conectare t_I a motorului [4] corectată în funcție de condițiile de răcire reale:

$$t_I^* = \int_0^{t_c} \beta\,(dt)_{Mg\neq 0}. \tag{16}$$

În aceste cazuri, în locul relațiilor (10) și (11) apare:

$$\frac{1}{t_I^*}\int_0^{t_c} M dt = \frac{t_c}{t_I^*} M_m = M_{mI}^*, \tag{17}$$

respectiv

$$\frac{1}{t_I^*}\int_0^{t_c} (dt)_{\Omega\neq 0} = \frac{t_c}{t_I^*} DA = DA_I^* \tag{18}$$

și în locul cuplului M_N trebuie să se pună cuplul [4]:

$$M'_{NI} = M_{NI}\sqrt{\frac{DA_N}{DA}(\varkappa+1)-\varkappa}, \tag{19}$$

prin care se înțelege cuplul nominal corectat pentru durata relativă de funcționare reală DA, motorul fiind constituit pentru RI cu un cuplu M_{NI} corespunzător duratei relative DA_N; prin $\varkappa$ din relația (19) se înțelege raportul între pierderile constante și pierderile variabile nominale din motor. În consecință condiția de verificare (15) devine:

$$M_e = \sqrt{\frac{1}{t_I^*}\int_0^{t_c} M^2\,dt} \leq \sqrt{M'^2_{NI} + 2M_p(M'_{NI} - M^*_{mI}) + M_p^2(1-DA_I^*)}. \tag{20}$$

Trebuie precizat că DA_I^* nu are o semnificație fizică așa cum are DA^*.

4. INTERPRETAREA REZULTATELOR

Pentru a arăta influența cuplului M_p asupra condiției de verificare la aplicarea metodei cuplului echivalent, în primul rînd se analizează semnul parantezelor de sub radicalul expresiei (15).

În funcție de felul cum se prezintă condițiile de răcire reale medii față de cele nominale se obține situația comparativă din tabelul 1.

Dacă este îndeplinită condiția $M_e \leq M_N$, atunci în mod sigur $M_m < M_N$ și aceasta cu atît mai mult cu cît diagrama de sarcină este mai neuniformă și cu cît motorul funcționează mai mult în regim de frînă.

Ținînd seama de cele arătate mai sus rezultă:

a) În general, pentru diagramele de sarcină din practică, dacă este îndeplinită condiția $M_e \leq M_N$, se obține $M_m^* < M_N$, respectiv $M_N - M_m^* > 0$.

b) În anumite cazuri, caracterizate prin aceea că condițiile de răcire reale medii sînt mai slabe decît cele nominale, sînt posibile valori $M_m^* > M_N$, respectiv $M_N - M_m^* < 0$.

c) În legătură cu paranteza $(1-DA^*)$ se obține situația din tabelul 2.

Tabelul 1

Situație comparativă generală privind influența condițiilor de răcire reale medii

Cazul considerat		Influența condițiilor de răcire	
Condițiile de răcire reale medii față de cele nominale	$\frac{t_c^*}{t_c}$	$\frac{M_m^*}{M_m}$	$\frac{DA^*}{DA}$
Mai slabe	<1	>1	>1
Egale	$=1$	$=1$	$=1$
Mai bune	>1	<1	<1

Tabelul 2

Valori posibile pentru paranteza $(1-DA^*)$

Cazul considerat		Valori posibile		Observații
DA	$\frac{t_c^*}{t_c}$	DA^*	$1-DA^*$	
$\ll 1$	$\leqq 1$	<1	>0	Prin definiție $DA \leqq 1$ La $RI: DA<1$ La $RC: DA=1$ t_c^*/t_c exprimă abaterea condițiilor de răcire reale medii față de cele nominale
<1	<1	$\leqq 1$	$\geqq 0$	
<1	$\geqq 1$	<1	>0	
$=1$	<1	>1	<0	
$=1$	$=1$	$=1$	$=0$	
$=1$	>1	<1	>0	

Situațiile $(1-DA^*)<0$ sînt posibile de asemenea numai dacă condițiile de răcire reale medii sînt mai slabe decît cele nominale.

5. OBSERVAȚII FINALE

a) Pe baza relațiilor (1) și (15), precum și a constatărilor de la paragraful 4, rezultă că, în general, se obține un rezultat acoperitor din punctul de vedere al încălzirii la aplicarea metodei cuplului echivalent sub forma aproximativă (1) cunoscută din literatură. Dacă condițiile de răcire reale medii sînt egale cu cele nominale, sau chiar mai bune, atunci rezultatul este totdeauna acoperitor, deoarece: $\Delta = 2M_p(M_N - M_m^*) + M_p^2(1-DA^*) > 0$. Dacă $\Delta > 0$ și dacă este îndeplinită condiția (1), atunci cu atît mai mult va fi îndeplinită condiția (7), respectiv (15).

Rezultatul care se obține prin aplicarea metodei cuplului echivalent sub forma (1) este cu atît mai acoperitor, cu cît DA este mai mic, cu cît diagrama de sarcină este mai neuniformă, cu cît motorul funcționează relativ mai mult în regim de frînă, adîncă cu cît $M_m < M_e$, și cu cît condițiile de răcire reale medii sînt mai bune.

b) Faptul că prin aplicarea metodei cuplului echivalent sub forma aproximativă (1) se obține un rezultat acoperitor (punctul a), ar putea constitui un argument pentru justificarea aplicării metodei sub această formă, în sensul că în acest fel s-ar compensa într-o anumită măsură dezavantajul metodei mărimilor echivalente de a nu ține seama de abaterea încălzirii motorului de la valoarea medie în intervalul ciclului considerat.

Dar, în unele cazuri, prin concursul următorilor factori : valoare mare a duratei relative de funcționare DA, diferență mică între M_e și M_N, diferență mică între M_m și M_e (adică o neuniformitate mică a diagramei de sarcină și un timp relativ redus, sau chiar zero, de funcționare în regim de frînă) și condiții de răcire reale medii slabe în raport cu cele nominale, se poate ajunge la valori $\Delta < 0$. Atunci, cu toate că condiția aproximativă (1) este îndeplinită, condiția mai exactă (7), respectiv (15) nu este îndeplinită, ceea ce conduce la rezultate defavorabile din punctul de vedere al încălzirii motoarelor.

c) Se observă că expresiile (15) și (20) au aceeași formă. Rezultă că concluziile arătate mai sus în cazul motoarelor construite pentru RC sînt valabile și în cazul motoarelor construite pentru RI.

d) Noua condiție de verificare propusă de autori, exprimată prin relația (15), respectiv (20), trebuie luată în considerare mai ales atunci cînd valorile cuplului M_e, calculat cu expresia (1), și a cuplului M_N sînt apropiate și există condițiile care conduc la situația $\Delta < 0$ (punctul b). Dacă în aceste cazuri s-ar aplica metoda cuplului echivalent sub forma aproximativă (1), s-ar obține un rezultat defavorabil din punctul de vedere al încălzirii, adică $M_{ge} > M_N$.

e) Pentru a ilustra cu date numerice observațiile de la punctele a), b) și d) și pentru a da o orientare asupra ordinului de mărime posibil al erorii relative ε_M introduse prin folosirea metodei de calcul cunoscute, în figura 1 se prezintă dependența dintre această eroare și cuplul de pierderi, neuniformitatea diagramei de sarcină ,durata relativă de funcționare și condițiile de răcire reale medii. Pe baza relațiilor (1) și (15) rezultă formula pentru calculul erorii relative ε_M sub forma :

$$\varepsilon_M^{\%} = \frac{1 - \sqrt{1 + 2m_p(1 - m_m^*) + m_p^2(1 - DA^*)}}{\sqrt{1 + 2m_p(1 - m_m^*) + m_p^2(1 - DA^*)}} 100, \tag{21}$$

unde :

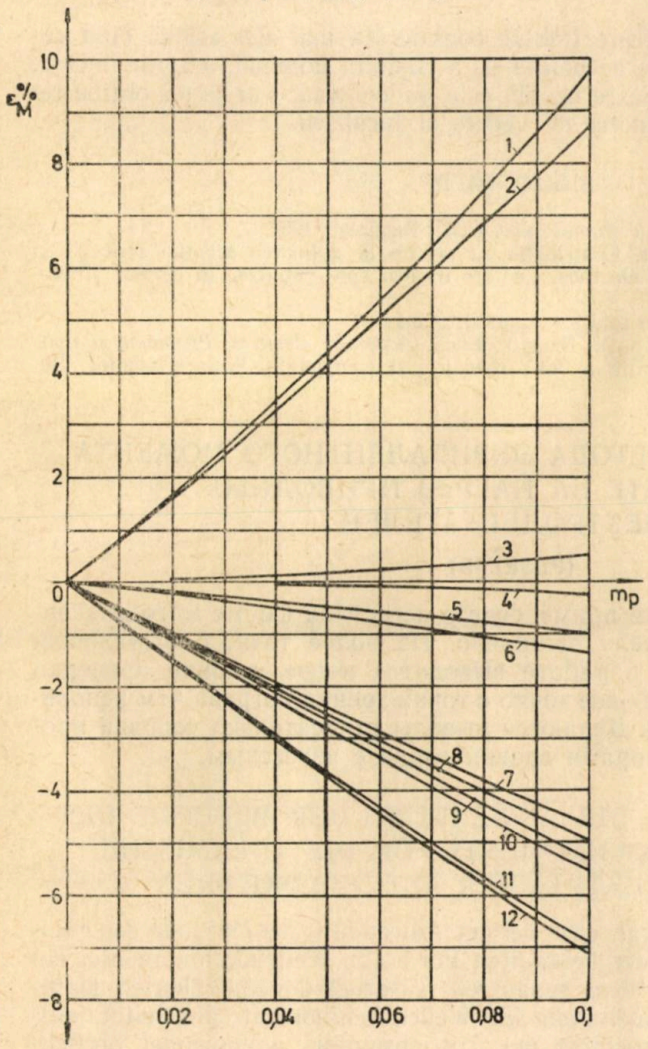
$$m_p = \frac{M_p}{M_N} \tag{22}$$

și

$$m_m^* = \frac{M_m^*}{M_N} = \frac{t_c}{t_c^*} \frac{M_m}{M_N} = \frac{t_c}{t_c^*} m_m. \tag{23}$$

Valorile cel mai frecvent întîlnite în practică ale parametrilor cu influență asupra erorii relative ε_M sînt cuprinse între limitele: $m_p=0{,}02 \ldots 0{,}1$, $m_m=0{,}5 \ldots 0{,}9$, $DA=0{,}2 \ldots 1$ și $t_c^*/t_c=0{,}5 \ldots 2$, deci $m_m^*=0{,}25 \ldots 1{,}8$ și $DA^*=0{,}1 \ldots 2$. La stabilirea limitelor pentru m_m s-a considerat cazul $M_e=M_N$. Curbele erorii relative $\varepsilon_M^{\%}$ din figura 1 au fost calculate avînd în vedere aceste limite și urmărind evidențierea influenței fiecărui parametru.

Din figura 1 rezultă, că DA are o influență mică, iar condițiile de răcire reale medii (evidențiate prin t_c^*/t_c) și m_m au o influență mare asupra erorii relative ε_M.



Definirea curbelor.

$\varepsilon_M^{\%}=f(m_p)\ \begin{cases} m_m^*=\text{const.} \\ DA^*=\text{const.} \end{cases}$

Curba	$\frac{t_c^*}{t_c}$	m_m	m_m^*	DA	DA*
1	0,5	0,9	1,8	1	2
2				0,2	0,4
3		0,5	1	1	2
4				0,2	0,4
5	1	0,9	0,9	1	1
6				0,2	0,2
7		0,5	0,5	1	1
8				0,2	0,2
9	2	0,9	0,45	1	0,5
10				0,2	0,1
11		0,5	0,25	1	0,5
12				0,2	0,1

Fig. 1. Diagramă orientativă privind erorile relative $\varepsilon_M^{\%}$ practic posibile și influența parametrilor m_p, m_m^* și DA^*.

Suprafaţa delimitată de curbele *1* şi *12* cuprinde domeniul erorilor relative practic posibile.

6 CONCLUZII

Aplicarea relaţiei de verificare la încălzire propusă de autori oferă o exactitate mai mare decît relaţia folosită în mod uzual, necesitînd în plus numai un volum redus de calcule. Ca urmare, aplicarea ei la proiectare este motivată chiar şi în cazul unor diferenţe mici faţă de rezultatele obţinute prin relaţia folosită uzual.

Noua condiţie de verificare trebuie considerată mai ales atunci cînd cuplul echivalent are o valoare apropiată de a cuplului nominal, situaţie în care, chiar dacă condiţia de verificare uzuală este îndeplinită, s-ar putea obţine rezultate defavorabile din punctul de vedere al încălzirii.

BIBLIOGRAFIE

1. M. Braşovan, *Acţionări electromecanice*. EDP. Bucureşti 1967.
2. E. Seracin, Şt. Bartzer, Contribuţie cu privire la aplicarea ecuaţiei mişcării în calculul acţionărilor electrice. Lucrare trimisă spre publicare în revista „Electrotehnica"
3. STAS 1893-65. Maşini electrice rotative. Condiţii generale.
4. M. Braşovan, E. Seracin, N. Bogoevici, *Acţionări electrice. Probleme şi aplicaţii industriale*. Ediţia a doua revizuită şi completată. Editura tehnică. Bucureşti 1963.

О ПРИМЕНЕНИИ МЕТОДА ЭКВИВАЛЕНТНОГО МОМЕНТА ПРИ РАСЧЕТЕ НА НАГРЕВ ПРИВОДНЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

(РЕЗЮМЕ)

В работе показано, что применение в известной форме метода эквивалентного момента на валу ошибочно. Из более точного выражения эквивалентного момента, в работе выводится новое условие проверки момента на валу, которое более точно с точки зрения нагрева чем используемое в настоящее время. Делаются выводы относительно условия проверки, предложенного авторами сравнительно с известным.

ERWÄGUNGEN ÜBER DIE ANWENDUNG DER METHODE DES EQUIVALENTEN DREHMOMENTS FÜR DIE THERMISCHE BEMESSUNG ELEKTRISCHER ANTRIEBSMOTOREN

In der Arbeit wird gezeigt, dass bei der Anwendung der Methode des equivalenten Drehmoments in der bekannten Form für Wellendrehmomente, ein Fehler begangen wird. Aus dem genaueren Ausdruck des equivalenten Drehmoments wird eine neue Bedingung für Wellendrehmomente abgeleitet, welche die thermische Beanspruchung des Antriebsmotors umfassender berücksichtigt als die bis jetzt angewandte Bedingung.

INFLUENȚA COEFICIENTULUI DE FORMĂ AL DIAGRAMEI DE ÎNCĂRCARE ASUPRA VALORILOR NOMINALE ALE RANDAMENTULUI ȘI FACTORULUI DE PUTERE LA MOTOARELE ASINCRONE

DE

I. ȘORA

1. PROBLEME GENERALE

În cazul regimului de funcționare continuă cu încărcare variabilă, sarcina la arborele motorului electric de acționare se modifică în timp, $P=f(t)$, fig. 1. În aceste condiții de folosire a motorului electric de acționare, valorile randamentului η și factorului de putere $\cos\varphi$ se schimbă corespunzător variației încărcării la arborele motorului. Determinarea valorilor medii ale randamentului η_c și factorului de putere $\cos\varphi_c$, în raport cu durata unui ciclu t_c, reprezintă o problemă de actualitate în literatura de specialitate [1], [2], [3].

Din datele de catalog ale motorului electric de acționare, se cunosc valorile nominale ale randamentului η_N și factorului de putere $\cos\varphi_N$, în condițiile unui regim de funcționare continuă cu încărcare constantă P_N. De asemenea se pot determina valorile randamentului η_x și factorului de putere $\cos\varphi_x$ pentru diferite încărcări constante P_x.

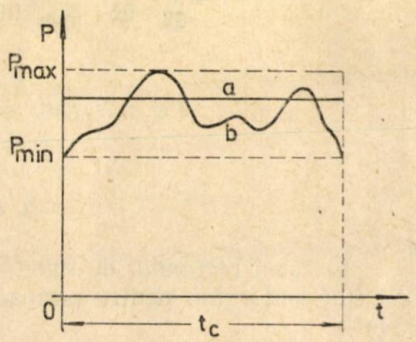


Fig. 1. Diagrama de încărcare în cazul funcționării continue cu sarcină : constantă *(a)*, variabilă *(b)*; t_c este durata unui ciclu de funcționare, iar P — puterea utilă, considerată la arborele motorului.

În lucrare se arată că la o acționare electrică, cunoscîndu-se diagrama de încărcare, există posibilitatea evaluării pe cale analitică pentru durata unui ciclu, a randamentului și factorului de putere în funcție de coeficentul de formă al diagramei de încărcare k_f [4] și de randamentul η_x și factorul de putere $\cos\varphi_x$ considerate pentru valoarea medie patratică a încărcării, constantă în timp

$$P_e=\sqrt{\frac{1}{t_c}\int_0^{t_c}P^2dt}=P_x. \qquad (1)$$

Se face remarca că pentru corecta aplicare a relației (1) este necesară existența unei valori constante a produsului $\eta \cos \varphi$. La fiecare tip de motor asincron există un domeniu al puterilor utile, în cadrul căruia modificîndu-se încărcarea la arborele motorului este îndeplinită condiția $\eta \cos \varphi = \text{const}$. Pe baza indicațiilor din literatură [2], [5] și a analizării rezultatelor încercărilor experimentale la 20 de tipuri de motoare asincrone, de fabricație românească, avînd puteri nominale între 40 kW÷500 kW, s-au putut stabili următoarele limite $\frac{P_{min}}{PN} = 0{,}7$ și $\frac{P_{max}}{P_N} = 1{,}4$, fig. 2.

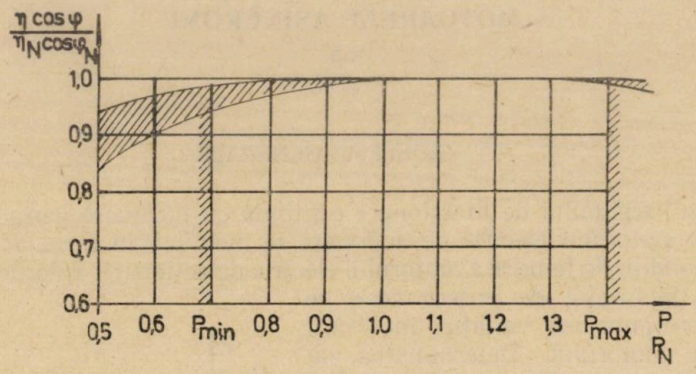


Fig. 2. Variația raportului $\frac{\eta \cos \varphi}{\eta_N \cos \varphi_N}$ în funcție de $\frac{P}{P_N}$.

2. RANDAMENTUL

În cazul regimului de funcționare continuă cu încărcare variabilă, randamentul motorului, pentru perioada unui ciclu de funcționare se exprimă prin relația

$$\eta_c = \frac{\int_0^{t_c} P\,dt}{\int_0^{t_c} \frac{P}{\eta}\,dt} = \frac{P_m}{P_m + \Delta P_m} \tag{2}$$

în care

η este valoarea momentană a randamentului;

P_m – valoarea medie a puterii utile;

ΔP_m – valoarea medie a pierderilor de putere.

Considerînd pentru motor regimul echivalent, de funcționare continuă cu înfășurare constantă $P_e = P_x$, expresia randamentului este

$$\eta_x = \frac{P_e}{P_e + \Delta P_e} \tag{3}$$

de unde

$$\Delta P_e = \frac{1-\eta_x}{\eta_x} P_e . \tag{4}$$

În domeniul puterilor utile pentru care valoarea produsului $\eta \cos\varphi = \text{const.}$, există egalitatea, [1], [2], [3], [6]

$$\Delta P_m = \Delta P_e = \Delta P.$$

Ținînd seama de expresia coeficientului de formă al diagramei de încărcare [4],

$$k_f = \frac{P_e}{P_m} \geqslant 1 \tag{5}$$

și de relațiile (2) și (4) se obține,

$$\eta_c = \frac{\frac{P_e}{k_f}}{\frac{P_e}{k_f} + \frac{1-\eta_x}{\eta_x} P_e} = \frac{\eta_x}{\eta_x + (1-\eta_x) k_f} . \tag{6}$$

Valorile coeficientului k_f se situează în domeniul $1 \div 1{,}1$ pentru diagramele cu încărcare variabilă caracterizate prin $0{,}7 < \frac{P}{P_N} < 1{,}4$.

Sub aspectul verificării la încălzire, motorul electric de acționare se alege pe baza valorii medii patratice a încărcării.
Dacă $P_e = P_N$, relația (6) devine,

$$\eta_c = \frac{\eta_N}{\eta_N + (1-\eta_N) k_f} . \tag{7}$$

Din relațiile (6) și (7) rezultă că în cazul unui regim de funcționare continuă cu încărcare constantă, caracterizată prin $k_f = 1$, se obține $\eta_c = \eta_x$ respectiv $\eta_c = \eta_N$.

Rezultatele calculelor efectuate cu relația (7) s-au reprezentat grafic în fig. 3. Se pot deduce următoarele concluzii :

– Considerînd valoarea randamentului $\eta_{N1}, \eta_{N2} \cdots \eta_{N6}$ drept parametru, în domeniul analizat, se poate aproxima că există o dependență lineară între valoarea randamentului pentru durata unui ciclu și coeficientul de formă al diagramei de încărcare.

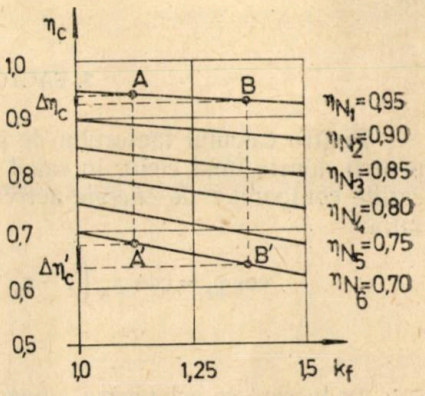


Fig. 3. Variația randamentului η_c în funcție de coeficientul de formă al diagramei de încărcare k_f, pentru motoare caracterizate prin $\eta_N = \text{const.}$

– Cu creșterea valorii coeficientului de formă al diagramei de încărcare, valoarea randamentului motorului pentru durata unui ciclu scade cu atît mai mult cu cît valoarea nominală a randamentului motorului, $\eta_N = \text{const.}$, este mai redusă, $\Delta\eta'_c > \Delta\eta_c$.

Creşterea inerţiei mecanice pentru a influenţa diagramele de încărcare, în sensul netezirii acestora, micşorîndu-se coeficientul k_f, se realizează prin mărirea valorii constantei electromecanice de timp [1],

$$T_m = \theta \frac{\Omega_0 s_N}{C_N} \tag{8}$$

în care

θ este momentul de inerţie echivalent;
Ω – viteza unghiulară sincronă;
s_N – alunecarea nominală;
C_N – cuplul nominal, toate rapoartele la arborele motorului.

Ca urmare este indicat de a monta volanţi. De asemenea, printr-o alegere corectă, este avantajoasă utilizarea motorului cu alunecare nominală mărită (motorul asincron prezintă în acest sens colivia rotorică corespunzător dimensionată).

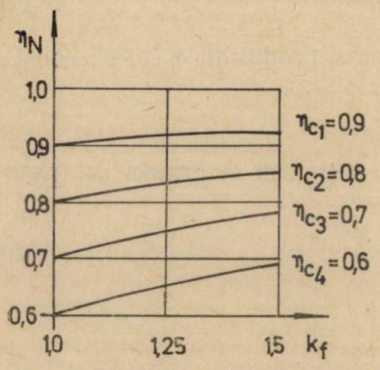


Fig. 4. Corelaţia dintre randamentul nominal al motorului η_N şi coeficientul de formă al diagramei de încărcare k_f, pentru menţinerea unei valori η_c=const.

În fig. 4 se arată că menţinerea unei valori constante a randamentului η_c este posibilă şi în cadrul utilizării unor motoare avînd randamentul nominal η_N mai redus.

3. FACTORUL DE PUTERE

Pentru calculul factorului de putere $\cos \varphi_c$ al motorului asincron trifazat, pentru durata unui ciclu, în cazul unei încărcări variabile, pornind de la indicaţiile contoarelor de energie activă şi reactivă, în literatură [6] se deduce relaţia

$$\cos \varphi_c = \cos \varphi_N \left(1 - \eta_N + \frac{\eta_N}{k_f}\right) \sqrt{\frac{1}{1 + \left[\left(1 - \frac{1}{k_f}\right) \eta_N \cos \varphi_N\right]^2}}. \tag{10}$$

În lucrare se calculează valoarea medie patratică a curentului absorbit de motor I_e, în ipoteza că regimul echivalent de funcţionare continuă cu încărcare constantă se caracterizează prin $P_e = P_N$. Se obţine,

$$I_e = \frac{\frac{P_e}{\eta_N}}{3U_N \cos \varphi_N} = \frac{\frac{P_m}{\eta_c}}{3U_N \cos \varphi_c} \tag{11}$$

în care U_N este tensiunea nominală de alimentare a motorului, pe fază.

Considerînd relațiile (5) și (11) rezultă,

$$\eta_c \cos\varphi_c = \frac{\eta_N \cos\varphi_N}{k_f} \tag{12}$$

de unde ținînd seamă și de relația (7) se obține

$$\cos\varphi_c = \cos\varphi_N \frac{\eta_N}{k_f \eta_c} = \cos\varphi_N \left(1 - \eta_N + \frac{\eta_N}{k_f}\right). \tag{13}$$

Analizînd rezultatele care se obțin utilizînd relațiile (10) și (13) se constată că pentru valorile celor trei parametri $\eta_N = 0{,}7 \div 0{,}95$; $\cos\varphi_N = 0{,}7 \div 0{,}95$ și $k_f = 1 \div 1{,}1$ eroarea introdusă de relația (13) nu depășește 1% ,ceea ce justifică utilizarea mărimilor echivalente (putere, curent).

Rezultatele calculelor efectuate cu relațiile (12) și (13) s-au reprezentat grafic în fig. 5 și fig. 6. Se verifică că în cazul unui regim de funcționare continuă cu încărcare constantă, caracterizat prin $k_f = 1$, se obține $\eta_c \cos\varphi_c = \eta_N \cos\varphi_N$ respectiv $\cos\varphi_c = \cos\varphi_N$. De asemenea, rezultă că în general prin creșterea coeficentului de formă al diagramei de încărcare se micșorează valorile nominale ale randamentului și factorului de putere. În cazul unei valori $k_f = \text{const.}$ reține atenția și aspectul privind scăderea factorului de putere $\cos\varphi_c$ la motoare avînd același factor de putere nominal $\cos\varphi_N$, însă randamente nominale η_N superioare, fig. 6.

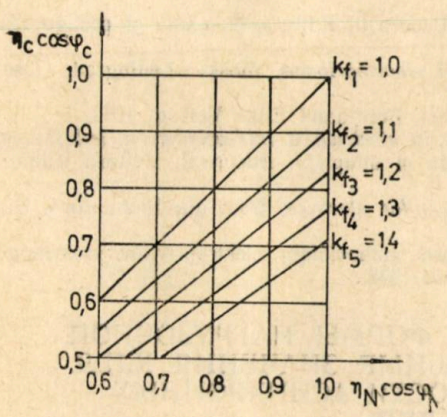


Fig. 5. Influența coeficientului de formă al diagramei de încărcare k_f asupra produsului dintre valorile nominale ale randamentului și factorului de putere, $\eta_N \cos\varphi_N$.

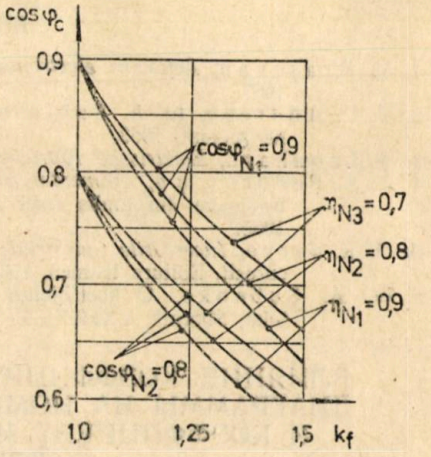


Fig. 6. Variația factorului de putere $\cos\varphi_c$ în funcție de coeficientul de formă al diagramei de încărcare k_f pentru motoare cu diferite valori nominale ale randamentului η_N și factorului de putere $\cos\varphi_N$.

4. EXEMPLU DE CALCUL

Se consideră o acţionare electrică cu motor asincron cu rotorul în colivie, pentru care diagrama de încărcare se redă în fig. 6. Cu relaţia (1) se calculează puterea echivalentă $P_e = 10$ kW. Din STAS 1764-63 se alege un motor asincron trifazat avînd următoarele date nominale $P_N = 10$kW, $\eta_N = 0{,}875$ şi $\cos\varphi_N = 0{,}86$. Se calculează puterea me die $P_m = 9{,}45$ kW, iar cu relaţia (5) se determină coeficientul de formă al diagramei de încărcare $k_f = 1{,}06$. Folosind diagramele din fig. 5, rezultă că pentru $\eta_N \cos\varphi_N = 0{,}753$ se obţine $\eta_c \cos\varphi_c = 0{,}7$.

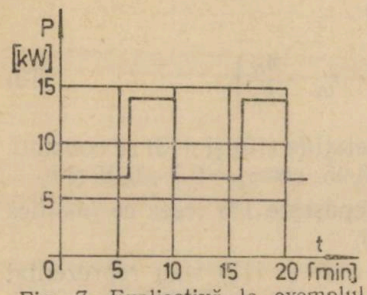


Fig. 7. Explicativă la exemplul de calcul.

5. CONCLUZII

Este posibilă cunoaşterea valorilor medii ale randamentului şi factorului de putere, la motorul asincron, în cazul funcţionării într-un regim continuu cu încărcare variabilă. Necesitatea cunoaşterii valorilor medii ale acestor doi parametrii energetici apare în studiul comportării motorului, cît şi la alegerea şi dimensionarea sistemului de alimentare cu energie electrică.

BIBLIOGRAFIE

1. M. Braşovan, *Acţionări electromecanice*, Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1967.
2. V. P. Andreev, Iu. A. Sabinin, *Osnovî electroprivoda*, Moskva-Leningrad, Gosenergoizdat, 1963.
3. A. Leonhard, *Elektrische Antriebe*, Stuttgart, Ferdinand Enke Verlag, 1959.
4 A. A. Fedorov, ş. a., *Alimentarea cu energie electrică a intreprinderilor industriale*, traducere din limba rusă completată şi adaptată, Bucureşti, Editura tehnică, 1965.
5. G. K. Jerve, *Încercările industriale ale maşinilor electrice*, trad. din limba rusă, Bucureşti, Editura tehnică, 1961.
6. W. A. Şubenko, O koeffiţiente moşcinosti mahovicinîh elektroprivdov premenogo toka, Sbornik, VNITOE, 7, Sverdlovsk 1948.

ВЛИЯНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА ФОРМЫ НАГРУЗОЧНОЙ ДИАГРАММЫ НА НОМИНАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ К.П.Д. И КОЭФФИЦИЕНТ МОЩНОСТИ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

(РЕЗЮМЕ)

В эксплуатации часто случается, что асинхронные двигатели построенные для режима постоянной работы с постоянной нагрузкой используются в режиме постоянной работы с переменной нагрузкой. Из

энергетических соображений необходимо знать значение среднего действительного к.п.д. и коэффициента мощности асинхронных двигателей в условиях эксплуатации соответствующих переменной нагрузке.

DER EINFLUSS DES FORMFAKTORS DES BELASTUNGSDIAGRAMMS AUF DIE NENNWERTE DES WIRKUNGSGRADS UND LEISTUNGSFAKTORS BEI ASYNCHRONMOTOREN

(ZUSAMMENFASSUNG)

In der Praxis gibt es häufige Fälle, in denen die für den Dauerbetrieb mit konstanter Belastung ausgelegten Asynchronmotoren im Dauerbetrieb, aber mit veränderlicher Belastung eingesetzt werden. Aus energetischem Standpunkt besteht die Bedingung der Kenntnis der im Betrieb, entsprechend einer veränderlichen Belastung, vorkommenden Mittelwerte des Wirkungsgrads und Leistungsfaktors.

CONSIDERAȚII PRIVIND STUDIUL INFLUENȚEI CARACTERISTICII CONSUMATORILOR ASUPRA STABILITĂȚII STATICE A SISTEMELOR ELECTROENERGETICE

DE

CORNELIA IVAȘCU

Consumatorii racordați la sistemul electroenergetic sînt formați dintr-un mare număr de receptoare, alimentate din rețeaua de joasă sau de înaltă tensiune.

Comportarea consumatorilor în diferite regimuri de funcționare și influența acestora asupra sistemului energetic se poate studia cunoscînd caracteristicile lor, care pot fi foarte variate.

În studierea stabilității statice a sistemelor interesează caracteristicile statice ale consumatorilor.

Acestea reprezintă dependența dintre tensiune și puterile active și reactive ale sarcinii

$$P_s = f(U)$$

$$Q_s = f(U).$$

În unele lucrării [3], [4], [6] sînt prezentate clasificări ale consumatorilor după diferite considerente. În lucrarea de față se propune o clasificare a consumatorilor după caracteristicile statice, ceea ce permite studierea influenței tuturor consumatorilor asupra stabilității statice a sistemelor electrice.

Acest studiu se poate face cu ajutorul criteriului $\frac{dQ}{dU}$. În literatură, [1], [2] se analizează problema numai pentru cazurile limită a consumatorilor cu caracteristicile $P_s = k_1$ (const), respectiv $P_s = k_1 + k_3 U^2$ și prin metoda analizei nodale.

În prezenta lucrare se urmărește rezolvarea problemei pe cale analitică, avînd în vedere clasificarea admisă pentru toate tipurile de consumatori și analiza erorilor introduse prin considerarea unui consumator cu caracterictică mai simplă.

1. CLASIFICAREA CONSUMATORILOR RACORDAȚI LA SISTEMUL ELECTRIC

În literatură [3, p. 46] se întîlnește clasificarea consumatorilor de energie electrică, care reprezintă sarcina într-un sistem energetic, în funcție de tipul lor (motoare asincrone mari, mici, motoare sincrone, cuptoare electrice, iluminat, etc.)

Din [6, p. 255] reiese structura consumului de energie electrică la noi în țară (prezentat din date statistice pentru anul 1963), procentual din consumul total de energie electrică, clasificarea fiind făcută în funcție de natura consumatorilor (industriali, agrari, edilitari, etc.).

Reprezentarea corectă a caracteristicilor consumatorilor racordați la sistem este o problemă foarte dificilă mai ales atunci cînd se urmărește a se efectua acest lucru cu precizie. Nu totdeauna este posibil să se afle soluția exactă, consumatorii avînd o compoziție complexă, în special dacă este vorba de mai mulți consumatori care se conectează și deconectează de la sistem în funcție de starea sistemului. Dealtfel nici nu este necesar totdeauna [1], să se cunoască cu exactitate caracteristicile consumatorilor ci se poate uneori calcula considerîndu-se caracteristici simplificate, cu condiția ca rezultatele obținute să fie acoperitoare.

Odată cu dezvoltarea sistemelor electroenergetice însă, problema stabilității statice cîștigă în importanță iar stabilirea mai exactă a limitei de stabilitate ar duce la o exploatare mai economică a sistemului, pînă în apropierea puterii limite din punct de vedere al stabilității statice.

Un calcul corect ar necesita trasarea caracteristicilor statice pentru fiecare consumator și introducerea acestora în calculele de stabilitate ceea ce este însă dificil.

Avînd în vedere aceste considerente, se propune adoptarea clasificării consumatorilor din punct de vedere al caracteristicii lor statice (tabelul 1), la întocmirea ei admițîndu-se următoarele ipoteze simplificatoare:

a) Se consideră frecvența constantă față de variația tensiunii în intervalul de timp scurt la care se referă trasarea caracteristicii statice

b) Se consideră parametrii mașinilor (asincrone sau sincrone) constanți, independenți de variația tensiunii.

Tabelul 1

Categ. consumatorului	Caracteristici statice	Consumatorul
1	$P_s=k_1$ $Q_s=k_2U^2$	Teoretic, cazul simplificat
2	$P_s=k_3U^2$ $Q_s=k_2U^2+k_4U$	Motor asincron
3	$P_s=0$ $Q_s=k_2U^2+k_4U$	Motor sincron în regim de compensator sincron
4	$P_s=k_3U^{1,6}$ $Q_s=0$	Iluminat (public și general)
5	$P_s=k_3U^2$ $Q_s=0$	Consumatori rezistivi (cuptoare electrice, consumatori casnici, redresori cu Hg, etc.)
6	$P_s=k_3U^2$ $Q_s=k_2U^2$	Pierderile de energie pe linii și în transformatoare
7	$P_s=k_3U^2+k_5U+k_1$ $Q_s=k_2U^2+k_4U+k_6$	Consumator complex în forma generală

În relațiile din tabelul 1, P_s, Q_s sînt puterile active și reactive ale consumatorilor, $k_1 \ldots k_6$ sînt const. dependente de caracteristicile constructive ale consumatorilor, iar U e tensiunea de alimentare pe bare.

De menționat că la rezolvarea problemelor de stabilitate a sistemelor electrice de cele mai multe ori consumatorii nu se iau în considerare în mod individual, ci grupați, formînd un consumator complex.

2. APLICAREA CRITERIULUI $\frac{dQ}{dU}$ PENTRU STUDIUL STABILITĂȚII STATICE ÎN CAZUL CONSIDERĂRII CONSUMATORULUI COMPLEX

Se consideră un consumator unic cu caracteristicile de tipul 7 din tabelul 1 alimentat de pe o bară de tensiune U, pe care debitează n generatoare.

Din figura 1 (care reprezintă diagrama vectorială a tensiunii pentru o fază a unui sistem format din generator ce debitează pe bare de putere infinită) se pot deduce ușor expresiile puterilor active P_m și reactive Q_m a generatorului m în funcție de tensiunea internă a generatorului m, E_m, de tensiunea U a barei pe care debitează generatorul, de unghiul δ_m dintre tensiunea E_m și tensiunea U și de admitanța Y_m a generatorului :

$$P_m = E_m U Y_m \sin \delta_m \tag{1}$$

$$Q_m = E_m U Y_m \cos \delta_m - U^2 Y_m \tag{2}$$

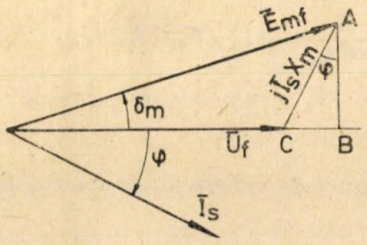


Fig. 1. Diagrama vectorială a tensiunilor pentru un sistem format dintr-un generator ce debitează pe bare de putere infinită.

în care $Y_m = \frac{1}{x_m}$ (s-au neglijat rezistențele din circuitul generatorului). De precizat că generatorul intervine în calcule de stabilitate statică prin reactanța sa sincronă. Se știe că :

$$\frac{dQ}{dU} = \frac{d(Q_g - Q_s)}{aU} \tag{3}$$

unde $Q_g = \sum_1^n Q_m$.

Deci, pentru cazul consumatorilor cu caracteristici de categoria 7, din tabelul 1, ținînd seama de relațiile (1) și (2) se obține :

$$\frac{d(Q_g - Q_s)}{dU} = \sum_1^n E_m Y_m \cos \delta_m - \sum_1^n E_m U Y_m \sin \delta_m \frac{d\delta_m}{dU} - 2(\Sigma Y_m + k_2)U - k_4. \tag{4}$$

Pentru consumatorul considerat la regim staţionar se poate scrie:

$$\frac{dP_s}{dU} = \sum_1^n \frac{dP_m}{dU} = 2k_3U + k_5. \tag{5}$$

Din relaţiile (1) şi (5) rezultă:

$$\sum_1^n \frac{dP_m}{dU} = \sum_1^n E_m Y_m \sin\delta_m + \sum_1^n E_m U Y_m \cos\delta_m \frac{d\delta_m}{dU} = 2k_3U + k_5 \tag{6}$$

Deci:

$$\sum_1^n E_m U Y_m \frac{d\delta_m}{dU} = \sum_1^n \frac{dP_m}{dU} \frac{1}{\cos\delta_m} - \sum_1^n E_m Y_m \frac{\sin\delta_m}{\cos\delta_m}. \tag{7}$$

Înlocuind expresia (7) în (4) se obţine:

$$\frac{d(Q_g - Q_s)}{dU} = \sum_1^n E_m Y_m \frac{1}{\cos\delta_m} - 2\left(\sum_1^n Y_m + k_2\right)U - \sum_1^n \frac{dP_m}{dU} \operatorname{tg}\delta_m - k_4 \tag{8}$$

sau explicitînd pe $\frac{dP_m}{dU}$:

$$\frac{d(Q_g - Q_s)}{dU} = \sum_1^n E_m Y_m \frac{1}{\cos\delta_m} - 2\left(\sum_1^n Y_m + k_2\right)U - \sum_1^n (2k_3U + k_5)\operatorname{tg}\delta_m - k_4. \tag{9}$$

În cazul simplificat, de tipul 1 din tabelul 1, $k_3 = k_5 = k_4 = k_6 = 0$, deci expresia (9) devine

$$\frac{d(Q_g - Q_s)}{dU} = \sum_1^n E_m Y_m \frac{1}{\cos\delta_m} - 2\left(\sum_1^n Y_m + k_2\right)U. \tag{10}$$

Prin particularizarea constantelor $k_1 - k_6$ se pot obţine expresiile derivatei $\frac{dQ}{dU}$ pentru toate categoriile de consumatori.

Se ştie că sistemul este stabil din punct de vedere static dacă este îndeplinită condiţia

$$\frac{dQ}{dU} < 0.$$

Se analizează în continuare care din situaţiile considerate este mai pesimistă privind stabilitatea statică a sistemelor şi în ce măsură se poate considera consumatorul prin caracteristica simplificată (1).

Se observă că diferenţele faţă de cazul simplificat apar prin termenii $\sum_1^n \frac{dP_m}{dU} \operatorname{tg}\delta_m$ în cazul consumatorilor de categoriile 2, 4, 5, iar în cazul consumatorului complex (categoria 7) şi a termenului k_4, care se scad.

Termenul $\frac{dP_m}{dU} \operatorname{tg}\delta_m$ este totdeauna pozitiv în probleme de stabilitate statică [1], dacă se consideră că variaţia puterii generatoarelor corespunde variaţiei cuplului mecanic datorit reglajului (din legea de variaţie a puterii active

se observă că $\frac{dP_m}{dU}$ este pozitiv pentru fiecare generator în parte, pentru că corespunzător unei creșteri de tensiune apare o creștere de putere activă). Deci acest termen micșorează derivata $\frac{dQ}{dU}$, adică are un efect favorabil asupra menținerii stabilității. Influența reglajului tensiunii este cu atît mai puternic cu cît generatoarele sînt mai încărcate ($\operatorname{tg}\delta_m$ este mai mare).

Termenul k_4 care se scade din expresia (9) și nu apare în expresia (10) este de asemenea totdeauna pozitiv, (are semnificația unui curent, curentul de mers în gol al motorului), dacă se are în vedere expresia puterii reactive la bornele motorului. Deci și acest termen sub aspectul stabilității statice are un rol favorabil.

3. CALCULE PARAMETRICE REFERITOARE LA TERMENUL $\frac{dP_m}{dU}\operatorname{tg}\delta_m$

Pornind de la expresia termenului $\frac{dP_m}{dU}\operatorname{tg}\delta_m$ în funcție de tensiune, s-au stabilit pe baza unor calcule parametrice nomograme de calcul corespunzătoare cazurilor ce intervin mai des în practică (consumatorii de categoria 2 și 5 din tabelul 1). S-au trasat astfel curbele $\frac{dP_m}{dU}\operatorname{tg}\delta_m = f(U)$ pentru δ ca parametrn valabile pentru diferiți k_3 (fig. 2).

Caracteristicile din fig.2 sînt trasate pentru $k_3=0{,}01$. Ele pot fi folosite și pentru consumatori cu diferite alte valori pentru k_3, dacă se adoptă scara corespunzătoare pentru mărimea din ordonată, respectiv dacă se înmulțesc valorile ordonatelor din fig. 2 cu coeficientul $C=100\,k_3$. Utilizarea acestor curbe permite astfel determinarea rapidă a valorii termenului $\frac{dP_m}{dU}\operatorname{tg}\delta_m$, de corecție a derivatei $\frac{dQ}{dU}$ calculată pentru cazul simplificat și folosită în rezolvarea problemelor de stabilitate statică

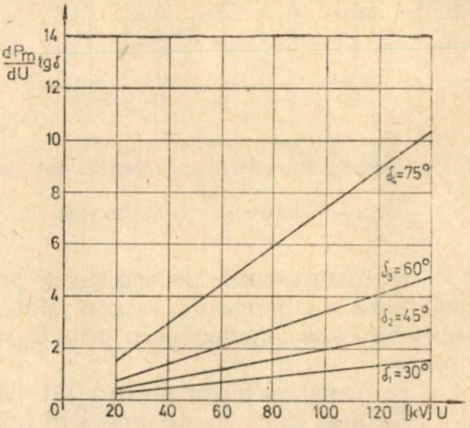


Fig. 2. Nomogramă de calcul a termenului $\frac{dP}{dU}\operatorname{tg}\delta=f(U)$ pentru δ=ct.

4. APRECIEREA ERORII INTRODUSE PRIN CONSIDERAREA CAZULUI SIMPLIFICAT (CONSUMATORILOR DE TIPUL 1 DIN TABELUL 1).

Din relațiile (9) și (10) rezultă că eroarea introdusă în calculul lui $\frac{dQ}{dU}$ prin considerarea cazului simplificat este

$$\varepsilon\%=100\,\frac{\sum(2k_3U+k_5)\operatorname{tg}\delta_m+k_4}{\sum E_m Y_m\frac{1}{\cos\delta_m}-2(\sum Y_m+k_2)\,U-\sum(k_3U+k_5)\operatorname{tg}\delta_m-k_4}. \qquad (11)$$

Pentru analiza expresiei (11) se trasează curbele

$$\varepsilon\% = f(U) \text{ pentru } \operatorname{tg}\delta = \text{ct}$$

considerîndu-se cîteva caracteristici statice pentru consumatori:

Cazul I $P_s = 0{,}4U^2 + 0{,}8U + 0{,}4$
$Q_s = 0{,}2U^2 + 0{,}9U$

Cazul II $P_s = 0{,}4U^2 + 0{,}4$
$Q_s = 0{,}2U^2 + 0{,}9U$

Cazul III $P_s = 0{,}5U^2 + 0{,}2U + 0{,}8$
$Q_s = 0{,}2U^2 + 0{,}9U$

Pentru fiecare din cazurile de mai sus s-a considerat succesiv $\delta = 0$, $\delta = 34°$ şi $\delta = 45°$.

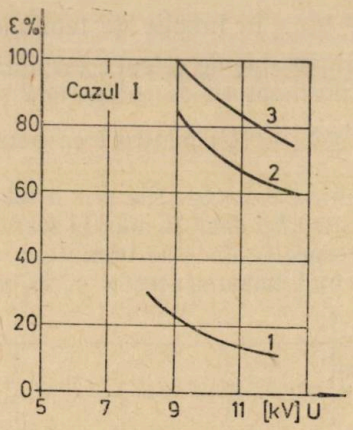


Fig. 3. Curba erorilor $\varepsilon\% = f(U)$ pentru caracteristica statică a sarcinii:
$P_S = 0{,}4\,U^2 + 0{,}8U + 0{,}4$; $Q_S = 0{,}2U^2 + 0{,}9U$

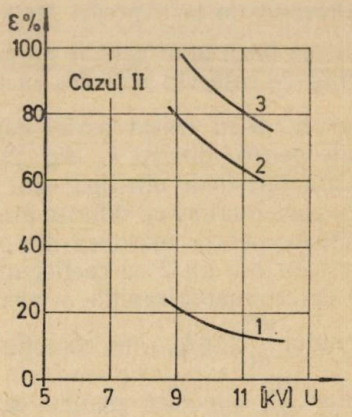


Fig. 4. Curba erorilor $\varepsilon\% = f(U)$ pentru caracteristica statică a sarcinii:
$P_S = 0{,}4U^2 + 0{,}4$; $Q_S = 0{,}2U^2 + 0{,}9U$

În toate cazurile de mai sus se presupune existenţa a două generatoare ce debitează pe barele de la care sînt alimentaţi consumatorii. Generatoarele considerate se caracterizează prin $U_n = 10{,}5$ kV, $X_s = 4{,}5\,\Omega$, $P_n = 50$ MW, $\cos\varphi = 0{,}85$.

În urma calculelor au rezultat curbele din fig. 3, 4 şi 5.

Se observă că aceste erori sînt relativ mari, de ordinul zecilor de procente, fiind mai mici pentru $\operatorname{tg}\delta$ mai mici.

CONCLUZII

1. Rezultatele obţinute pe cale analitică sînt în concordanţă cu cele deduse pe cale grafică, obţinute în [1].

2. Din punct de vedere al stabilității statice, cazul cel mai dezavantajos este cel cînd se consideră caracteristica consumatorilor sub forma simplificată, P=const. în funcție de tensiune. Deci, calculele efectuate în această ipoteză vor fi acoperitoare.

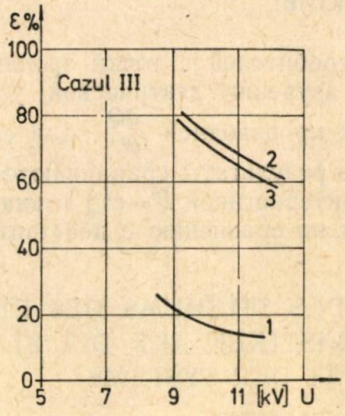


Fig. 5. Curba erorilor $\varepsilon\% = f(U)$ pentru caracteristica statică a sarcinii:
$P_S = 0{,}5U^2 + 0{,}2U + 0{,}8$; $Q_S = 0{,}2U^2 + 0{,}9U$

3. Din analiza erorilor introduse prin considerarea cazului simplificat se observă că dacă s-a admis această simplificare rezultatul poate fi corectat (majorat cu cca 10% în cazurile cu tgδ mici și cu cca 50% pentru restul cazurilor) în vederea apropierii mai mult de situația reală.

4. Folosirea nomogramei de calcul indicată, conduce la un calcul relativ ușor și rapid.

5. Pentru un calcul precis este necesar a se considera caracteristica statică reală a consumatorilor.

BIBLIOGRAFIE

1. Dimo Paul, *Analiza nodală a sistemelor electroenergetice*. Ed. Acad. RSR, București 1968.
2. Dimo Paul, Importanța caracteristicii sarcinii în cercetarea problemelor de stabilitate statică, în rev. „Energetica" nr. 2/1957 pag. 70—71.
3. P. S. Jdanov, *Stabilitatea sistemelor electrice EES*, București 1956 (trad. din limba rusă).
4. A. Kaminski, *Stabilität des Elektrischen Verbundbetriebes* VEB Verlag Technik, Berlin 1959.
5. A. Mauduit, *Installations électriques a haute et basse tension*, tom III, Dunod, Paris, 1959.
6. R. Răduleț, N. Gheorghiu, *Baza energetică a electrificării țării în „Industria României 1944—1964"*. Ed. Academiei RPR, București 1964.
7. W. D. Stevenson, *Elements of Power System Analysis* Mc Graw-Hill, 1962.

К ИЗУЧЕНИЮ ВЛИЯНИЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ НА СТАТИЧЕСКУЮ УСТОЙЧИВОСТЬ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

(РЕЗЮМЕ)

Излагается классификация потребителей с точки зрения полезной статической характеристики, при изучении статической устойчивости систем и анализируется выражение производной $\frac{dQ}{dU}$ для случая комплексного потребителя. Полученные результаты сравниваются с результатами упрощенного случая (с характеристикой $P = \text{ct.}$) и анализируется ошибка вносимая этим упрощением по сравнению с действительностью.

BETRACHTUNGEN BEZÜGLICH DES STUDIUMS DES EINFLUSSES DER VERBRAUCHERCHARAKTERISTIKEN AUF DIE STATISCHE STABILITÄT DER SYSTEME

(ZUSAMMENFASSUNG)

Es wird eine Klassifizierung der Verbraucher vom Standpunkt der nützlichen statischen Charakteristiken im Studium der statischen Stabilität der Systeme beschrieben und der Ausdruck der Ableitung $\frac{dQ}{dU}$ eines komplexen Verbrauchens analysiert. Die erhaltenen Ergebnisse werden mit denen eines vereinfachten – mit der Charakteristik $P =$ konstant – Falles vergliechen und die Unterschiede zur realen Situation analysiert.

UNIFORMIZAREA MAGNETIZĂRII TABLELOR FEROMAGNETICE IN APARATELE PENTRU MĂSURAREA PIERDERILOR IN TABLE INTREGI

DE

M. TANASE

Precizia determinării pe cale experimentală a cifrei de pierderi în tabla de oţel electrotehnic, este cu atît mai mare, cu cît cîmpul magnetic e mai uniform în tablă. Literatura de specialitate dă cîteva soluţii pentru uniformizarea repartiţiei inducţiei magnetice, prin utilizarea jugurilor multiple [1] sau prin plasarea înfăşurării de excitaţie pe probă şi a înfăşurării de compensare pe un jug suplimentar [2].

În studiul efectuat s-a urmărit realizarea unei uniformităţi a inducţiei magnetice în tabla de probă, prin repartizarea potrivită a înfăşurării de excitaţie de-a lungul unicului jug de magnetizare.

Soluţia propusă constă în realizarea unei dispersii care are ca urmare o uniformizare a inducţiei, prin producerea de fluxuri fasciculare, diferite ca mărime, în anumite porţiuni ale jugului feromagnetic, lucru mai simplu de realizat constructiv, şi nefolosit pînă acum. Fluxurile fasciculare sînt produse de 3 perechi de bobine (fig. 1) dispuse simetric faţă de mijlocul distanţei dintre polii verticali ai jugului şi sînt mai mari în zonele de contact ale probei de oţel electrotehnic cu jugul, şi mai mici în zona de mijloc a jugului feromagnetic.

Pentru verificarea experimentală a soluţiei propuse, s-a folosit un jug în formă de U, iar gradul de neuniformitate a inducţiei magnetice s-a determinat la o probă din tablă fier-siliciu, tăiată transversal pe direcţia de laminare. Cele 6 bobine s-au executat identic (500 spire $-d=0{,}5$mm) pentru a se asigura o simetrie perfectă a solenaţiei. Bobinele sînt deplasabile pe jugul feromagnetic.

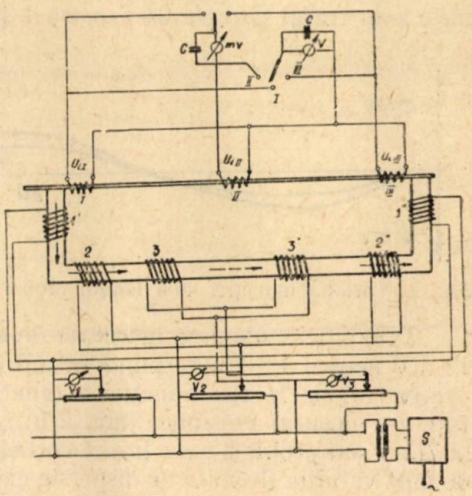


Fig. 1. Schema de principiu pentru măsurători.

Pentru măsurarea inducției în probă, s-au realizat 3 bobine (I, II și III) identice și cu posibilitate de deplasare de-a lungul probei. Verificarea experimentală s-a realizat cu montajul din figura 1.

Bobinele de măsură, I, II și III sînt astfel conectate încît milivoltmetrul măsoară direct diferența între tensiunile induse $U_{i\,I}$ și $U_{i\,II}$ sau $U_{i\,III}$ și $U_{i\,II}$. Condensatoarele C s-au pus pentru înlăturarea influenței cîmpului electromagnetic de frecvență radio.

Determinarea gradului de neuniformitate a inducției magnetice în probă s-a făcut la inducțiile medii de 1 T și 1,5 T (U_i=0,650 V respectiv 0,975 V). Tensiunile induse în bobinele marginale I și III sînt egale, datorită simetriei circuitului magnetic și mai mici decît tensiunea indusă în bobina II. Aceasta se explică prin faptul că prin bobinele marginale nu se închide o parte din cîmpul magnetic al fluxului de dispersie mare, din zona de contact a probei cu jugul feromagnetic. Pentru producerea de fluxuri fasciculare diferite, s-au aplicat tensiuni diferite perechilor simetrice de bobine. Aceste tensiuni, U_1, U_2, U_3 s-au variat, urmărindu-se obținerea unui minim al indicației milivoltmetrului ce măsoară $U_{i\,I} - U_{i\,II}$ și păstrarea tensiunii $U_{i\,III}$ la 0,650 V, respectiv 0,975 V. Exprimînd modul de variere a tensiunilor de alimentare prin rapoartele

$$\frac{U_1}{U_2} = k_1 \quad \text{și} \quad \frac{U_3}{U_2} = k_2$$

se constată că indicația milivoltmetrului se micșorează pentru valori supraunitare ale rapoartelor k_1 și k_2.

Pentru minimele obținute la milivoltmetrul (4,25 mV pentru B_{med}=1T și 7,5 mV pentru B_{med}=1,5 T) cu bobinele I și III în poziții extreme, s-au măsurat $U_{i\,I} - U_{i\,II}$ și $U_{i\,III} - U_{\,II}$ în diferite puncte ale probei, prin deplasarea bobinelor de măsură I și III către bobina II plasată în mijlocul probei. Cu valorile obținute s-au trasat curbele 2a penrtru 1 T și 2*b* pentru 1,5 T.

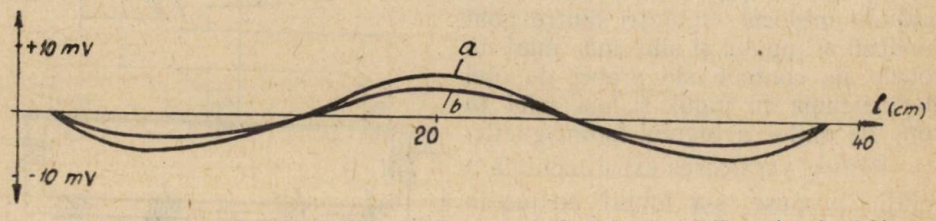


Fig. 2. Variația inducției de-a lungul probei *a*) la 1 T și *b*) la 1,5 T pentru δ=0,00 mm.

Diferențele maxime măsurate de-a lungul probei – 8,45 mV pentru 1 T și 13 mV pentru 1,5 T corespund neuniformităților procentuale de $\pm$0,65% respectiv $\pm$0,660% ale inducției magnetice în probă. Pentru aceste neuniformități, s-a măsurat tensiunea indusă într-o bobină deplasabilă de-a lungul probei, la 7mm sun probă și s-au trasat curbele 3*a* și 3*b* la δ=0,00 mm, care reprezintă de fapt variația fluxului de dispersie existent la 7 mm sub probă. S-a determinat experimental influiența întrefierului la mijlocul jugului feromagnetic, efectuînd măsurătorile indicate mai sus și pentru întrefierurile δ=0,45 mm, δ=0,9 mm

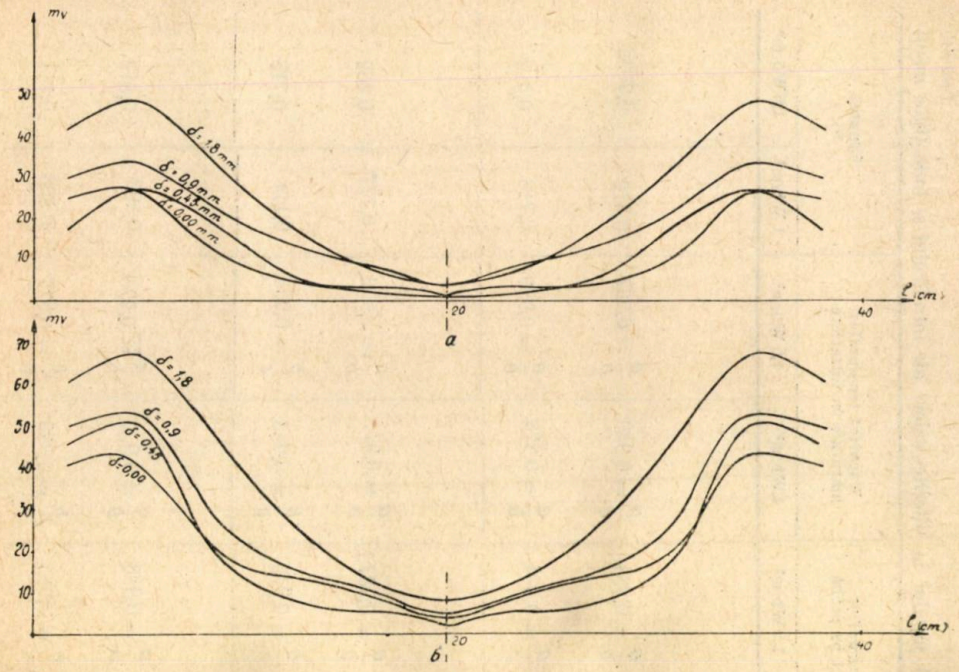


Fig. 3. Variația dispersiei la 7 mm sub probă la *a*) 1 T și *b*) 1,5 T pentru diferite întrefieruri.

$\delta = 1{,}8$ mm, Neuniformitățile procentuale obținute precum și valorile fluxurilor create de cele 3 perechi de bobine (redate prin mărimea mV/spiră) pentru diferite întrefieruri sînt sintetizate în tabelul 1.

Tabelul 1

Valorile fluxurilor fasciculare și a neuniformităților procentuale pentru a) 1 T și b) 1,5 T

1 Wb/m²					1,5 Wb/m²				
între fier mm	bobina 1 mV/spiră	bobina 2 mV/spiră	bobina 3 mV/spiră	procent neuniform	între fier mm	bobina 1 mV/spiră	bobina 2 mV/spiră	bobina 3 mV/spiră	procent neuniform
0	14,6	23,6	21,0	±0,650%	0	18,4	41,4	33,6	±0,667%
0,45	14,0	28,2	23,4	±0,693%	0,45	17,6	47,5	37,4	±0,671%
0,9	13,8	33,1	26,0	±0,710%	0,90	17,0	53,4	41,1	±0,704%
1,8	13,5	36,2	29,2	±0,734%	1,80	15,9	64,2	48,0	±0,790%

S-au măsurat tensiunile induse în bobina de măsură II și într-o bobină plată specială plasată în întrefierul practicat la mijlocul jugului, în condițiile varierii inducției în jurul valorilor medii de 1 T și 1,5 T. Variațiile relative ale celor două tensiuni induse sînt sintetizate în tabelul 2.

Tabelul 2

Erorile măsurării inducției din probă în întrefirul central al jugului la diferite valori ale întrefirului și inducțiilor medii

		Tensiuni induse măsurate cu bobină plasată pe probă V		Tensiuni induse măsurate cu bobină plasată în întrefier V		Raportul tensiunilor măsurate direct pe probă		Raportul tensiunilor măsurate în întrefiere		Eroarea %	
		1 Wb/m²	1,5 Wb/m²	1 Wb/m²	1,5 Wb/m³	1 Wb/m²	1,5 Wb/m²	1 Wb/m²	1,5 Wb/m²	1 Wb/m²	1,5 Wb/m²
0 45 mm	*a*	0,640	0,960	0,378	0,664						
	b	0,650	0,975	0,386	0,677	$\frac{a}{b} = 0{,}984$	$\frac{a}{b} = 0{,}984$	$\frac{a}{b} = 0{,}980$	$\frac{a}{b} = 0{,}982$	0,412	0,2034
	c	0,660	0,995	0,395	0,992	$\frac{a}{b} = 0{,}984$	$\frac{a}{b} = 0{,}984$	$\frac{a}{b} = 0{,}978$	$\frac{a}{b} = 0{,}980$	0,713	0,412
0,9 mm	*a*	0,640	0,963	0,365	0,645						
	b	0,650	0,975	5,374	0,650	$\frac{a}{b} = 0{,}984$	$\frac{a}{b} = 0{,}9875$	$\frac{a}{b} = 0{,}977$	$\frac{a}{b} = 0{,}992$	0,777	0,462
	c	0,660	1,000	0,380	0,672	$\frac{b}{c} = 0{,}984$	$\frac{a}{c} = 0{,}975$	$\frac{b}{c} = 0{,}933$	$\frac{b}{c} = 0{,}938$	0,111	0,718
1,8mm	*a*	0,583	0,958	0,320	0,614						
	b	0,65	0,975	0,356	0,630	$\frac{a}{b} = 0{,}897$	$\frac{a}{b} = 0{,}983$	$\frac{a}{b} = 0{,}900$	$\frac{a}{b} = 0{,}975$	0,303	0,813
	c	0,660	0,990	0,360	0,645	$\frac{b}{c} = 0{,}985$	$\frac{b}{c} = 0{,}985$	$\frac{b}{c} = 0{,}989$	$\frac{b}{c} = 0{,}977$	0,508	0,811

Din studiul diagramelor şi tabelelor de mai sus se desprind următoarele concluzii :

a) Influenţînd fluxul de dispersie în sensul uniformizării sale, scade gradul de neuniformitate a inducţiei magnetice în probă.

b) Pe măsura creşterii întrefierului, neuniformitatea procentuală se măreşte puţin, însă la întrefieruri mici, pînă la 1 mm, variaţia este redusă ; deci un întrefier mic nu strică în mod pronunţat uniformitatea.

c) Măsurînd inducţia în întrefier nu se face o eroare procentuală mai mare de 1% şi deci folosind această metodă de uniformizare a inducţiei magnetice în probă, combinată cu măsurarea inducţiei magnetice în întrefierul practicat la mijlocul jugului feromagnetic, se poate construi un aparat de măsurat pierderi specifice în table întregi mai simplu şi precis.

BIBLIOGRAFIE

1. W. Krug, Patentschrift 1.046.769.
2. W. Krug, Patentschrift 1.057.230.
3. W. Krug, Patentschrift 1.051.393.
4. P. Gerhardt, Patentschrift 1.014.660.
5. W. Krug, Archiv für das Eisenhüttenwesen. Düsseldorf R.F.G. 1956, Heft. 3. p. 193.
6. R. Răduleţ, *Bazele teoretice ale electrotehnicei.* Bucureşti. România. Editura energetică de stat. 1954. vol. II.
7. R. Ochsenfeld, Archiv für Technische Messen. München. R.F.G. 1956 Januar. p. 19.

РАВНОМЕРНОЕ НАМАГНИЧИВАНИЕ ФЕРРОМАГНИТНЫХ ЛИСТОВ В АППАРАТАХ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПОТЕРЬ В ЖЕЛЕЗЕ В СЛУЧАЕ ЦЕЛЬНЫХ ЛИСТОВ

(РЕЗЮМЕ)

В представленной работе исследуется конструктивно простое решение для уравнивания намагничивания образцов в аппаратах измерения потери в целых листах с помощью соответственного распределения ампервитков вдоль ярмо аппарата. Опытное исследование показывает что достигнутые процентные неравномерности сравнимые с приведенными в литературе данными. Воздушный зазов срезанный в середине ярма с целью дальнейшего конструктивного упрощения аппарата измерения потерь в сталь не влияет на уравнивании намагничивания.

UNIFORMISIERUNG DER MAGNETISIERING IN GERÄTEN FÜR BESTIMMUNG DER EISENVERLUSTE IN GANZTAFELBLECHEN

(ZUSAMMENFASSUNG)

In der vorliegenden Arbeit wird ein einfaches Gerät, das die gleichmässige Verteilung des magnetischen Flusses bei der Bestimmung der Eisenverluste in Ganztafelblechen sichert, beschrieben. Diese Uniformisierung wird durch eine entsprechende Verteilung der Magnetisierungswicklungen am einzigen Joch des Messgerätes erreicht. Wird das Joch durch einen Luftspalt geteilt, so vereinfacht sich das Messgerät ; die aus der Literatur bekannte gleichmässige Magnetisierung wird dabei behalten.

CONSIDERAȚII ASUPRA MODIFICĂRII VITEZEI MOTOARELOR ASINCRONE ÎN SCURTCIRCUIT, ALIMENTATE PRIN IMPULSURI

DE

M. PRODAN

Printre metodele de modificare a vitezei motoarelor asincrone larg răspîndite în acționările electrice industriale, s-a impus în ultimul timp și metoda de modificare prin alimentarea intermitentă a motorului (conectare repetată), cunoscută în literatură sub denumirea de alimentare prin impulsuri.

În principiu metoda constă în alimentarea normală a motorului un timp t_1, în care are loc accelerarea corpurilor în mișcare și în deconectarea motorului de la rețea un timp t_2, cînd are loc frînarea lui [1], (fig. 1).

În funcție de timpii t_1 și t_2 se definește durata relativă de conectare ε, care caracterizează funcționarea motorului.

$$\varepsilon = \frac{t_1}{t_1+t_2} = \frac{t_1}{t_c} \tag{1}$$

unde

$$t_1+t_2=t_c \tag{2}$$

și reprezintă durata unui ciclu.

Viteza motorului variază in jurul unei valori medii, așa cum se observă în fig. 2.

Caracteristicile mecanice ale motorului, care reprezintă legătura între valorile medii ale vitezei și cuplului, corespunzătoare schemei tip din fig. 1, sînt reprezentate în fig. 3.

Aceste caracteristici se pot calcula analitic, pornind de la cuplul electromagnetic dezvoltat de motor în regim normal de funcționare [3] cu relația :

$$C=\frac{a-b}{a+b}C_{es}-(1-\varepsilon)\Delta C_m \tag{3}$$

unde :

C este cuplul electromagnetic mediu dezvoltat de motor ;

C_{es} — cuplul electromagnetic al motorului în cazul unei alimentări normale ;

a — numărul de cicluri al tensiunii sinusoidale corespunzător timpului t_1 în care motorul este alimentat (fig. 4) ;

b — numărul de cicluri corespunzător timpului t_2 în care motorul nu este alimentat (fig.4);

ε — durata relativă de conectare;

ΔC_m — cuplul corespunzător pierderilor mecanice ce au loc în instalație;

k — constanta ce depinde de schema de comandă a statorului motorului asincron; în cazul schemei folosite are valoarea 2/3, [3].

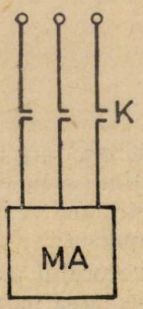


Fig. 1. Schemă tip pentru modificarea vitezei motoarelor asincrone la alimentarea prin impulsuri.

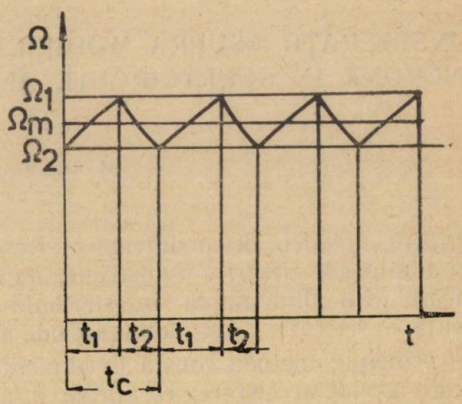


Fig. 2. Forma de variație a vitezei în jurul valorii medii la conectarea și deconectarea motorului de la rețea:
t_1 — timpul de conectare; t_2 — timpul de deconectare.

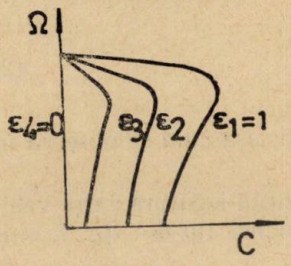


Fig. 3. Caracteristicile mecanice $n=f(C)$ corespunzătoare schemei din fig. 1.

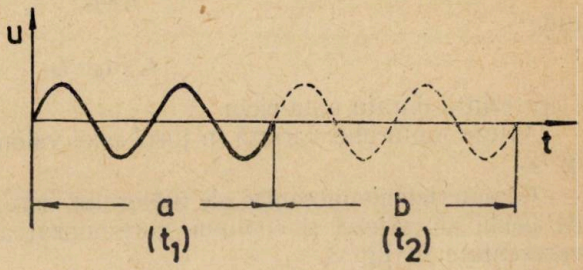


Fig. 4. Forma de variație a tensiunii de alimentare a motorului:
a (t_1) — motorul este alimentat; b (t_2) — motorul nu este alimentat.

Caracteristica mecanică se poate calcula cu suficientă aproximație [3] și cu relația:

$$C=\frac{a-k_1}{a+b}C_{es} \tag{4}$$

în care se ține cont de pierderile mecanice prin coeficientul k_1, care are valori cuprinse între 1,5—2,2 pentru motoare de 3,5—15 kW. [3].

Pe baza datelor din bibliografia de specialitate [2], [3], [4], [5], s-a conceput și realizat o schemă cu tiratroane, pentru modificarea vitezei unui motor în scurtcircuit de 0,8 kW, 1 500 rot/min.

Spre deosebire de majoritatea schemelor prezentate în literatură, la care încercările s-au efectuat cu motoare asincrone cu inele colectoare, schema propusă și realizată se referă la un motor asincron în scurtcircuit.

Schema se deosebește de altele cunoscute și prin felul de comandă al tiratroanelor, unghiul de conducție fiind egal cu cel maxim $-\pi$. Prin aceasta s-a simplificat foarte mult schema de comandă.

După informațiile cunoscute din literatura de specialitate, aceasta este prima instalație de modificare a vitezei motoarelor asincrone în scurtcircuit prin alimentare sub formă de impulsuri cu tiratroane, concepută și realizată la noi în țară.

Schema de principiu a instalației realizate este prezentată în fig. 5 în care s-a notat :

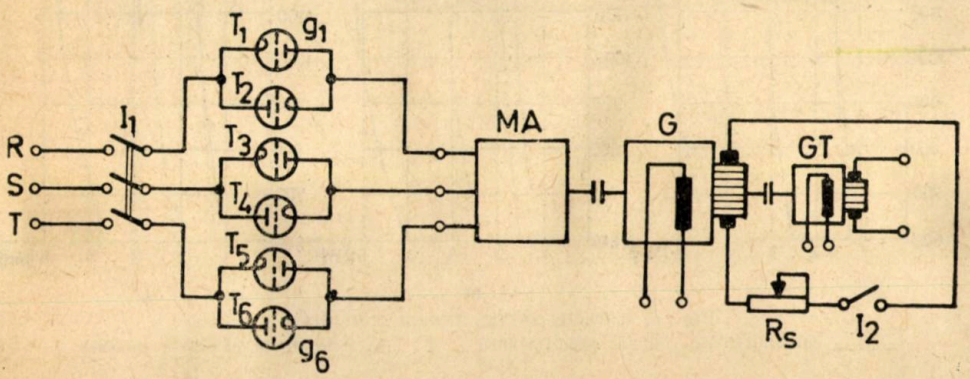


Fig. 5. Schema de principiu a instalației.

MA – motor asincron cu rotorul în scurtcircuirt de 0,8 kW, 1 500 rot/min a cărui viteză se modifică ;

$T_1 - T_6$ – tiratroane tip TG.235 în montaj antiparalel prin care se comandă alimentarea motorului asincron ;

$g_1 - g_6$ – grilele tiratroanelor, comandate prin intermediul unor relee polarizate de către un multivibrator ;

G – generator de curent continuu de 2,2 kW, 110 V, folosit drept sarcină pentru motorul asincron ;

R_s – rezistență de încărcare ;

GT – generator tahometric.

Sistemul de comandă al tiratroanelor permite modificarea duratei relative de conectare ε și a frecvenței de conectare prin schimbarea numărului de cicluri de conducție a și de blocare b .

La conceperea și realizarea schemei s-a urmărit simplitatea ei și realizarea cu aparataj existent în dotarea laboratorului.

Cu instalația realizată s-au ridicat experimental caracteristicile mecanice $n=f(C)$ pentru cîteva valori ale duratei relative de conectare și diferite frecvențe de conectare. Caracteristicile mecanice experimentale se compară cu cele calculate analitic cu relația (3) (fig. 6.*a*) și cu caracteristicile calculate cu relația (4) dînd lui k_1 valorile limită, adică : $k_1=1{,}5$ (fig. 6. *b*) și $k_1=2{,}2$ (fig. 6. *c*)

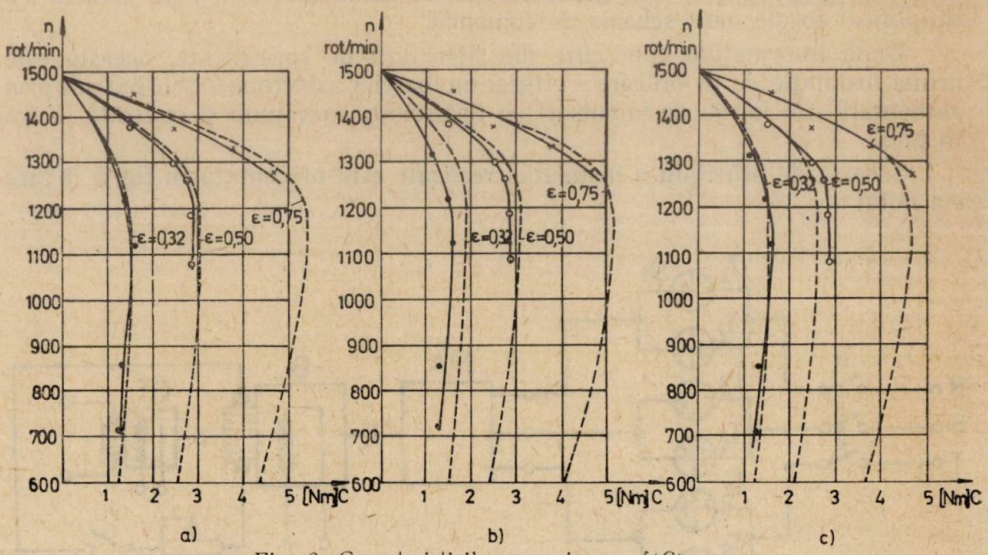


Fig. 6. Caracteristicile mecanice $n=f(C)$:
_____ caracteristicile ridicate experimental; ..... caracteristicile calculate analitic.

Pentru a verifica valabilitatea relației (4), în figura 7 s-au reprezentat separat, pentru fiecare valoare a lui ε, atît caracteristicile mecanice ridicate experimental cît și cele calculate analitic cu relațiile (3) și (4).

Eroarea dinre valorile experimentale ale cuplului electromagnetic și cele determinate analitic, depinde de durata relativă de conectare ε și de mărimea relativă a pierderilor mecanice ale instalației.

În acest sens, în cazul unor motoare de putere mică (1 – 2kW), și valori ale lui $\varepsilon \geqslant 0{,}5$, pentru calculul analitic al caracteristicilor mecanice, se recomandă folosirea relației (3) sau (4), constanta k_1 avînd valoarea 1,5. Pentru valori ale lui $\varepsilon < 0{,}5$, calculul analitic se recomandă a se face cu relația (3) sau (4) cu $k_1=2{,}2$.

Eroarea relativă maximă dintre caracteristicile teoretice și cele experimentale nu depășește 5% dacă calculul analitic se efectuează cu relația (3) și 9%, dacă calculul se face cu relația (4).

Rezultă că valabilitatea relației (4) și a constantei k_1 dată în [3] se poate extinde și la motoare în scurtcircuit de putere mică ($P<3$ kW) cu particularitățile prezentate.

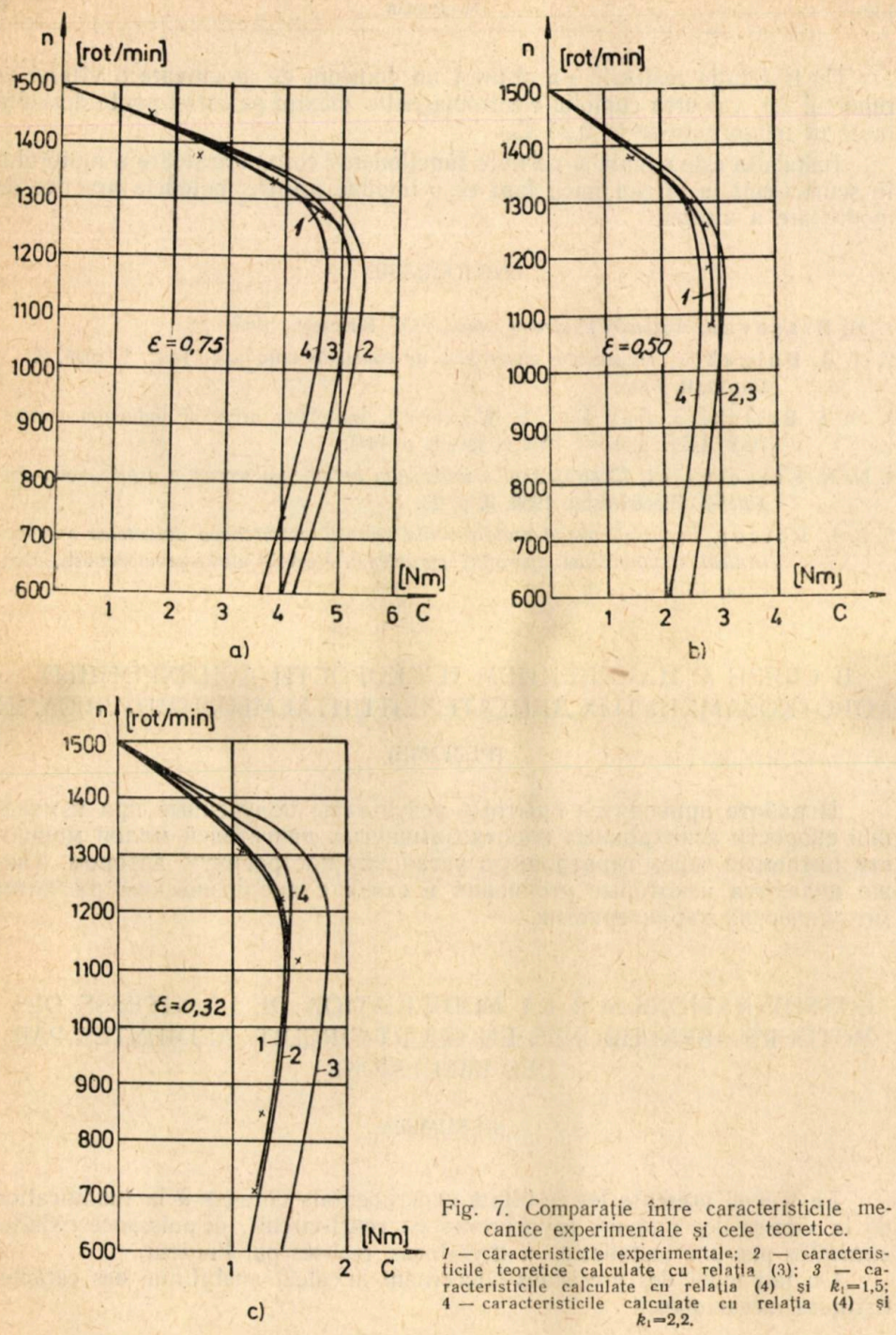


Fig. 7. Comparație între caracteristicile mecanice experimentale și cele teoretice.

1 — caracteristicîle experimentale; *2* — caracteristicile teoretice calculate cu relația (3); *3* — caracteristicile calculate cu relația (4) și $k_1=1,5$; 4 — caracteristicile calculate cu relația (4) și $k_1=2,2$.

Cu instalaţia realizată s-a obţinut un domeniu de modificare a vitezei în raportul 2:1, valoarea cuplului electromagnetic maxim pe care-l poate dezvolta motorul micşorîndu-se la 0,25 C_N.

Instalaţia este simplă şi permite funcţionarea corespunzătoare a motorului în scurtcircuit la sarcini mici, fapt ce o impune printre metodele practice de modificare a vitezei.

BIBLIOGRAFIE

1. M. Braşovan, *Acţionări electromecanice*, EDP Bucureşti, 1967.
2. A. A. Bulgakov, *Dispozitive electronice de comandă automată*. Trad. l. rusă, E. T. Bucureşti, 1962.
3. M. S. Erlicki, J. Ben Uri, Y. Wallach, Switching drive of induction motors. Proc. I.E.E. Londra, 1963 v. 110, 8, p. 1441.
4. N. N. Krecetovici, *Elektroprivod s impulsnîm upravlenia scorostiu asinhronovo dvigatelea*. Electricestvo 1956, 3, p. 23.
5. L. L. Rotcop, *Impulsnîi metod regulirovania scorosti asinhronovo dvigatelea s primeneniem bezcontactnoi aparaturî upravlenia*. Vestnik electropromîşlenosti, Moscova, 1958, 1, p. 5.

В СВЯЗИ С ИЗМЕНЕНИЕМ И СКОРОСТИ АСИНХРОННЫХ КОРОТКОЗАМКНУТЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ПИТАЕМЫХ ИМПУЛЬСАМИ

(РЕЗЮМЕ)

В работе приводятся опытные результаты полученные при изменении скорости асинхронных короткозамкнутых двигателей малой мощности питаемые через тиратронную установку построенную автором. Также делаются некоторые уточнения в связи с аналитическим расчетом механических характеристик.

CONSIDERATIONS SUR LA MODIFICATION DE LA VITESSE DES MOTEURS ASYNCHRONES EN COURT-CIRCUIT, ALIMENTÉS PAR DES IMPULSIONS

(RESUMÉE)

Le travail présente les résultats expérimentals obtenus à la modification de la vitesse des moteurs asynchrones en court-circuit, de puissance réduite, alimentés par une installation à thyratrons, realisés par l'auteur.

On fait aussi des précisions concernant le calcul analytique des caractéristiques mécaniques.

LISTA

tezelor de doctorat susținute la Facultatea de Electrotehnică a Institutului politehnic Timișoara, cu începere din anul 1962

Nr. crt.	Autorul	Titlul tezei	Data susținerii
1	Brașovan Mihai	Contribuțiuni cu privire la dimensionarea motorului de acționare și a volantului la instalații care produc încărcări sub formă de șocuri repetate	18.II.1962
2	Nanu Aurel	Cercetări teoretice și experimentale cu privire la tehnologia de izolarea barelor de stator din turbogeneratoarele U.C.M. Reșița	25.II.1962
3	Bogoevici Nicolae	Studiul acționării electrice a unui laminor pentru laminarea la rece pe baza deformării plastice a materialului	23.XII.1962
4	Văzdăuțeanu Vlad	Cercetări cu privire la aplicarea în tracțiune a energiei înmagazinate sub formă cinetică	8.III.1964
5	Prisăcaru Vasile	Contribuțiuni teoretice și experimentale cu privire la calculul iluminatului electric	19.IV.1964
6	Dordea Toma	Contribuții la reglarea vitezei mașinii de inducție utilizînd contactul alunecător metalo-lichid	31.V.1964
7	Seracin Eugen	Contribuții cu privire la metodele de dimensionare ale acționărilor electrice cu mecanism bielă-manivelă	29.V.1964
8	Șora Ioan	Motor cu poli ecranați pentru acționarea mașinilor de spălat rufe	30.VI.1964
9	Fränkel David	Contribuții cu privire la măsurarea puterilor în rețele de curent alternativ cu generator Hall	5.III.1965
10	Novac Ioan	Contribuții la problema repartizării uniforme a sarcinii monofazate pe fazele rețelei trifazate prin intermediul mașinii de inducție.	5.IV.1965
11	Babuția Ioan	Contribuții la studiul și reducerea pierderilor suplimentare în fier din mașinile asincrone trifazate	20.II.1966
12	Teodorescu Dan	Servomotorul amplificator și aplicațiile lui în acționări electrice cu comandă automată	3.IV.1966
13	De Sabata Ioan	Cîmpul electric în transductoare Hall	3.VI.1966
14	Heler Avram	Contribuții teoretice și experimentale privind folosirea efectelor galvanomagnetice din materialele semiconductoare la măsurarea puterilor electrice	9.XII.1966
15	Oprendeck Bernard	Contribuții la controlul industrial al caracteristicii mecanice și al parametrilor nominali ai mașinilor de inducție	3.II.1967

Nr. cri.	Autorul	Titlul tezei	Data susținerii
16	Turcu Ioan	Contribuții la pornirea cu accelerație variabilă a tramvaielor	27.X.1967
17	Rădoi Arsene	Influența tracțiunii electrice monofazate de frecvență industrială asupra sistemului energetic de alimentare și asupra circuitelor de telecomunicații	5.X.1968
18	Marga Gheorghe	Contribuții la studiul stabilității statice și dinamice a arborelui electric	14.III.1969
19	Oprișan Pompiliu	Atenuarea oscilațiilor curentului din indus și a pendulațiilor rotorului motorului sincron la funcționarea în regim de sarcină variabilă periodic	4.IV.1969
20	Stoica Vasile	Caracteristicile electromagnetice ale motorului de curent continuu cu excitație în serie conectat printr-o punte de redresare	11.IV.1969
21	Atanasiu Gheorghe	Studiul efectului pelicular în medii feromagnetice cu aplicații asupra unui tip special de reostat autoreglabil	30.V.1969
22	Cîmpeanu Aurel	Studiul a două mașini sincrone cuplate mecanic conectate la rețea	17.VI.1969
23	Matlac Ioan	Comutația forțată cu condensator la convertoarele de curent continuu — impuls cu tiristoare	17.VI.1969
24	Constantin Wagner Emilia	Contribuții la calculul supratensiunilor de comutație la linii de transport de înaltă tensiune	16.X.1969
25	Hăngănuț Marius	Reglarea automată a arcului electric de curent alternativ utilizat la cracarea hidrocarburilor	21.XI.1969
26	Vasilievici Alexandru	Studiul influenței saturației asupra parametrilor mașinilor de inducție	5.XII.1969
27	Sabatin Igor	Probleme ale utilizării energiei electrice în atmosfere industriale inflamabile	19.XII.1969
28	Sonea Petru	Contribuții la teoria arcului electric de sudură tratat cu oscilații din spectrul acustic și ultraacustic.	6.II.1970
29	Negreanu Aurel	Frecvența optimă la reglarea motoarelor serie de curent continuu prin lățimi de impulsuri de tensiune	13. II. 1970

Intreprinderea Poligrafică „Banat" Timișoara, Calea Aradului nr. 1/A,
Comanda nr. 1522

1971 SEP 26

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic Timişoara Seria Electrotehnică	Tom. 15(29)	Fasc. 1	pag. 1—144	Timişoara	Ianuarie-Iunie 1970

I.P.B.T. 1522

475

Lei 15.—

F 2640

BULETINUL ŞTIINŢIFIC ŞI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC
TIMIŞOARA

SERIA

ELECTROTEHNICA

Tomul 15 (29) Fascicola 2

IULIE — DECEMBRIE
1970

DE SZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

BULETINUL ŞTIINŢIFIC ŞI TEHNIC AL INSTITUTULUI POLITEHNIC TIMIŞOARA

SERIA ELECTROTEHNICĂ

Tomul 15 (29) Fascicola 2

IULIE—DECEMBRIE
1970

COLEGIUL DE REDACȚIE

Prof. ing. GH. SILAȘ, (redactor șef), prof. ing. C-TIN AVRAM, m. c. al Academiei R.S.R., prof. dr. ing. I. ANTON, m. c. al Academiei R.S.R., prof. dr. ing. M. BORNEAS, prof. dr. ing. M. BRAȘOVAN, prof. ing. V. COCHECI, academician prof. dr. doc. C. DRAGULESCU, prof. dr. O. EM. GHEORGIHU, prof. ing. V. GHEORGHIU, prof. ing. GH. SAVII, prof. ing. D. MATEESCU, prof. dr. ing. I. NOVAC.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. M. BRAȘOVAN, (redactor responsabil), prof. dr. ing. I. NOVAC, (redactor responsabil adjunct), prof. dr. ing. N. BOGOEVICI, șef. lucr. ing. O. CRIȘAN, prof. dr ing. T. DORDEA, conf. dr. ing. T. MUREȘAN, prof. ing. A. ROGOJAN, prof. dr. ing. I. SUCIU, prof. dr. ing. V. VĂZDĂUȚEANU (secretar de redacție).

BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC AL INSTITUTULUI POLITEHNIC TIMIȘOARA

SERIA ELECTROTEHNICĂ

Tomul 15 (29) **Fasc. 2.** **Iulie-Decembrie 1970**

SUMAR

N. BOGOEVICI : Unele aspecte referitoare la iiniarizarea stastică a sistemelor neliniare supuse unor excitații aleatoare staționare 151

I. POPA : Determinarea pe cale numerică a timpului de comutație la un registru de deplasare bitact cu ferite 163

I. POPA : Integrarea numerică, ca metodă complementară de analiza a registrelor de deplasare monotact cu ferite 173

V. NEGRU : Studiul influenței unor parametrii ai schemei asupra valorii supratensiunilor ce apar la deconectarea liniilor în gol 185

L. PREDA : Asupra posibilităților de măsurare a energiei active și reactive cu ajutorul contoarelor complexe 195

ELENA CIUGUDEAN : Contribuție la programarea calculului de optimizare a umplerii secțiunii coloanei transformatoarelor, cu tole normalizate 201

I. BOLDEA : Metodă de calcul a tensiunii magnetice în jugul rotoric al motoarelor de inducție cu canale axiale de răcire și cu tolele indusului fixate direct pe arbore 211

I. KAUFMANN : Despre algoritmele de împărțire, aplicate în calculatoarele electronice numerice 225

V. POP : Schemă logică iterativă pentru efectuarea înmulțirii binare .. 233

V. POPOVICI : Circuitul basculant bistabil nesimetric realizat cu un amplificator diferențial cu reacție pozitivă 239

A. BUTA : Determinarea repartiției optime a puterilor reactive în rețelele radiale 247

NOTE :

C. ȘORA : Unele precizări privind teorema reciprocității la circuite rezistive masive în regim electrocinetic 253

I. HOFFMAN : Amplificator operațional al calculatorului analogic CANT 259

CORNELIA IVAȘCU : Model pentru protecția prin relee a rețelelor electrice 263

A. BUTA : Criteriu pentru determinarea numărului de posturi de transformare și a nivelului de tensiune în rețelele orășănești de înaltă tensiune 269

V. HEȘCA : Contribuții la studiul cu ajutorul calculatoarelor numerice a pornirii motorului sincron în asincron 275

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ БЮЛЛЕТИНЬ
ТИМИШОРСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
МАТЕМАТИКА — ФИЗИКА — ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ И ПРИКЛАДНАЯ МЕХАНИКА
Том 15(29) **Выпуск 2** **Июль-декабрь 1970**

СОДЕРЖАНИЕ

Н. БОГОЕВИЧ, Некоторые положения относительно статистической линиаризации нелинейных систем случайных стационарных воздействиях 151
И. ПОПА, Численное определение времени коммутации при двухтактнам регистре сдвига ферритами 163
И. ПОПА, Численное интегрироване как дополительной метод анализа однотактных ферритовых сдвигающих регистров . . . 173
В. НЕГРУ, Исследование влияния параметров схемы на величину перенапряжений, возникающих при отключения холостых линий 185
Л. ПРЕДА, О возможности измерения активной и реактивной энергии при помощи комплексных смётников 195
ЕЛЕНА ЧУГУДЯН, Контрибуция к программированию вычисления оптимального наполныния сечения стрежней трансформаторов, нормальными пластинами 201
И. БОЛДЯ, Метод расчета магнитного напряжения в роторном ярме индуктивных двигателей с аксиальными каналами охлаждения и с непосредственным креплением якорфных пластин на валу 211
И. КАУФМАНН, Об алгорифмах деления используемых в электронных цифровых вычислительных машинах 225
В. ПОП, Ячестая сеть для одновременного умножения друх чисел в двоичной системе 233
В. ПОПОВИЧ, Схема несимметричного тригера с дифференциальным усилителем с положительной обратной связью 239
А. БУТА, Определение оптимального распределения реактивной мощности в радиальных сетях 247

ЗАМЕТКИ

К. ШОРА, Некоторые уточнения в связи с теоремой взаимности массивных резистивных цепей в электрокинетическом . . . 253
И. ГОФФМАН, Операционный усилитель аналоговоё вычислительной машины CANT 259
КОРНЕЛИЯ ИВАШКУ, Модель релейной защиты электрических сетей 263
А. БУТА, Критерии определения числа подстанции и уровня напряжения в городских сетях высоких нарряжений 269
В. ГЕТКА, К изучению при помощи цифровых счетных машин асинхронного пуска синхронного электродвигателя 275

BULLETIN SCIENTIFIQUES ET TECHNIQUE DE L'INSTITUT POLYTECHNIQUE DE TIMIŞOARA

SÉRIE ÉLECTROTECHNIQUE

Tome 15 (29) **Fasc. 2** **Juillet-Décembrie 1970**

SOMMAIRE :

N. BOGOEVICI : Some aspects referring to the statistical linearization of nonlinear systems with stationary random imputs 151

I. POPA : La détermination des temps de commutation à un registre de déplacement bitact avec des férites utilisant une méthode numérique 163

I. POPA : L'integration numérique méthode complémentaire d'analyse des registres de déplacement monophasé à ferrites 173

V. NEGRU : Étude sur l'influence des paramètres du schema sur la valeur des surtensions provoquées par la déconection des lignes ă vide .. 185

L. PREDA : Sur les possibilités de mesurer les énergies active et réactive a l'aide des compteurs complexes 195

ELENA CIUGUDEAN : Contribution à la programmation de calcul du remplissage optimal de la section de la colonne des transformateurs, avec de toles normalisées 201

I BOLDEA : A calculus method of the magnetic voltage in induction machines rotor joke having axial cooling channels and the magnetic sheets fixed directly upon the shaft 211

I. KAUFMANN : On Division Algorithms for Electronic Digital Computers 225

V. POP : Iterative logical circuit for the multiplication of two binary numbres 233

V. POPOVICI : Schnitt trigger circuit using a differential amplifier with positive feedback 239

A. BUTA : Determination of the optimal repartition of the reactive power in radial networks 247

NOTES :

C. ŞORA : Quelques remarques sur la théorème de la réciprocité pour les circuits resistifs masifs, en régime electrocinétique 253

I. HOFFMAN : Operational amplifier of the CANT analogic computer .. 259

CORNELIA IVAŞCU : Relais schutzmodell für elektrische Netze 263

A. BUTA : Method for the determination of the number of transformer posts and of the high voltage level in the high voltage town networks 269

V. HESCA : Beitrag zur Untersuchung mit Hilfe eines Digitalrechners des asynchronen Anlaufs des Synchronmotors 275

UNELE ASPECTE REFERITOARE LA LINIARIZAREA STATISTICĂ A SISTEMELOR NELINIARE SUPUSE UNOR EXCITAȚII ALEATOARE STAȚIONARE

DE

N. BOGOEVICI

1. INTRODUCERE

Una dintre metodele folosite în studiul sistemelor neliniare supuse unor excitații aleatoare este metoda liniarizării statistice. Această metodă aparține lui I. E. Kazakov [1] [2] [3] care a fundamentat-o pentru elemente neliniare, fără inerție, supuse unei singure excitații aleatoare staționare. O contribuție de seamă la fundamentarea acestei metode a fost adusă și de R. C. Booton [4] [5] prin extinderea noțiunii de funcție de descriere și la elemente neliniare supuse unei excitații aleatoare.

Avînd în vedere faptul că metoda liniarizării statistice este mai puțin cunoscută și că în literatura de specialitate nu se tratează unele aspecte teoretice și aplicative, considerăm utile unele precizări pe care le vom face cu referire la liniarizarea statistică a sistemelor ce conțin un singur element neliniar, fără inerție și cu caracteristică univocă, asupra căruia acționează o singură mărime de excitație aleatoare staționară.

2. PRINCIPIUL METODEI LINIARIZĂRII STATISTICE

Se consideră un element neliniar fără inerție a cărui caracteristică se exprimă prin funcția neliniară:

$$y=\varphi(x) \tag{1}$$

unde x este mărimea de intrare (excitație) iar y este mărimea de ieșire (răspuns).

În numeroase situații întîlnite în aplicațiile tehnice atît mărimea de excitație cît și mărimea de răspuns sînt funcții aleatoare de timp, între ele existînd legătura funcțională neliniară:

$$Y(t)=\varphi[X(t)]. \tag{2}$$

Schema structurală a unui astfel de element este reprezentată în fig. 1 *a*.

Pentru a analiza comportarea elementelor sau, în general, a sistemelor supuse unor excitaţii cu caracter aleator, este necesar să se recurgă la teoria funcţiilor aleatoare. În acest sens se folosesc mediile statistice (momentele) de primul şi al doilea ordin, respectiv funcţiile de corelaţie şi funcţiile densităţii spectrale de putere.

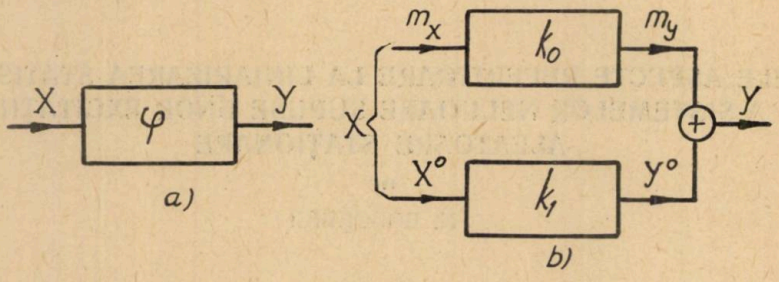


Fig. 1.

În cazul elementului neliniar considerat în fig. 1 *a*, media statistică de primul ordin (speranţa matematică) a funcţiilor aleatoare $X(t)$, respectiv $Y(t)$, este:

$$m_X(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x f(x, t)\, dx \tag{3}$$

$$m_Y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \varphi(x) f(x, t)\, dx \tag{4}$$

unde $f(x, t)$ este densitatea de probabilitate (legea diferenţială a distribuţiei) iar $f(x, t)\, dx$ este probabilitatea ca la timpul t funcţia aleatoare $X(t)$ să obţină valoarea cuprinsă între x şi $x+dx$.

Cu ajutorul mediilor statistice centrate de ordinul al doilea se obţine dispersia funcţiilor aleatoare $X(t)$, respectiv $Y(t)$, sub forma:

$$D_X(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} [(x - m_X(t)]^2 f(x, t)\, dx = \int_{-\infty}^{+\infty} x^2 f(x, t)\, dx - m_X^2(t) \tag{5}$$

$$D_Y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} [\varphi(x) - m_Y(t)]^2 f(x, t)\, dx = \int_{-\infty}^{+\infty} \varphi^2(x) f(x, t)\, dx - m_Y^2(t) \tag{6}$$

În regim staţionar speranţa matematică şi dispersia sînt independente de timp, $m(t) = m$ şi $D(t) = D$, respectiv funcţia densităţii de probabilitate este independentă de timp $f(x, t) = f(x)$. În această situaţie, funcţia de corelaţie centrată a semnalului aleator staţionar de excitaţie este:

$$R_{XX}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} (x_1 - m_X)(x_2 - m_X) f(x_1, x_2; t_1, t_2)\, dx_1 dx_2 \tag{7}$$

unde $\tau=t_2-t_1$ iar $f(x_1, x_2; t_1, t_2)$ este legea de distribuție diferențială de al doilea ordin, respectiv $f(x_1, x_2; t_1, t_2)\,dx_1dx_2$ este probabilitatea ca funcția aleatoare $X(t)$ să obțină la timpul t_1 valoarea cuprinsă între x_1 și x_1+dx_1 iar la timpul t_2 valoarea cuprinsă între x_2 și x_2+dx_2.

Funcția densității spectrale de putere a semnalului de excitație este:

$$\Phi_{XX}(\omega)=\int_{-\infty}^{+\infty} R_{XX}(\tau)\, e^{-j\omega\tau}d\tau \tag{8}$$

unde ω este frecvența circulară în rad/s.

Metoda liniarizării statistice se bazează pe ideia stabilirii unei legături liniare între mărimile aleatoare de intrare și de ieșire astfel încît speranța matematică și dispersia mărimii de ieșire să rămînă nemodificate. Deci, legătura funcțională neliniară exprimată prin relația (2) se înlocuiește printr-o relație liniară de forma:

$$Z=k_0m_X+k_1X^0 \tag{9}$$

în care Z este mărimea aleatoare de ieșire din elementul (sistemul) liniarizat statistic, $X^0=X-m_X$ este componenta fluctuantă (centrată) a mărimii aleatoare de intrare iar k_0 și k_1 sînt coeficienții de liniarizare statistică ce urmează a fi determinați.

Din relația (9) rezultă:

$$m_Z=k_0m_X;\quad D_Z=k_1^2D_X. \tag{10}$$

Pentru determinarea coeficienților k_0 și k_1 se pun condițiile precizate mai sus, adică:

$$m_Z=m_Y;\quad D_Z=D_Y. \tag{11}$$

Din relațiile (4), (6), (10) și (11) rezultă:

$$k_0=\frac{m_Y}{m_X}=\frac{1}{m_X}\int_{-\infty}^{+\infty}\varphi(x)\,f(x)\,dx \tag{12}$$

$$k_1=\sqrt{\frac{D_Y}{D_X}}=\frac{\sigma_Y}{\sigma_X}=\frac{1}{\sigma_X}\sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty}\varphi^2(x)\,f(x)\,dx-m_Y^2} \tag{13}$$

unde $\sigma_X=\sqrt{D_X}$ și $\sigma_Y=\sqrt{D_Y}$ sînt abaterile medii patratice ale variabilelor aleatoare X și Y. Rezultă:

$$m_Y=k_0m_X \text{ și } D_Y=k_1^2D_X.$$

Pentru determinarea coeficienților k_0 și k_1, în locul condiției (11) se poate pune condiția ca abaterea medie patratică a diferenței $Z-Y$ să fie minimă:

$$M[(Z-Y)^2]=\text{minim}. \tag{14}$$

În acest caz, pentru k_0 rezultă aceeași relație (9) ca și cu prima condiție iar pentru k_1 se obține:

$$k_1 = \frac{1}{D_X}\int_{-\infty}^{+\infty}(x-m_X)\,\varphi(x)\,f(x)\,dx. \tag{15}$$

Coeficientul k_0 este denumit coeficient statistic de transfer al elementului neliniar pentru valoarea medie de primul ordin (speranța matematică) a mărimii de intrare iar k_1 este denumit coeficient statistic de transfer pentru fluctuațiile mărimii de intrare [6] [7]. Cu alte cuvinte, prin liniarizarea statistică elementul neliniar supus unei excitații aleatoare se înlocuiește prin două elemente liniare (fig. 1 *b*) pentru care sînt valabile relațiile:

$$X=m_X+X^0;\quad Y=m_Y+Y^0 \tag{16}$$

$$m_Y=k_0m_X;\quad Y^0=k_1X^0 \tag{17}$$

3. DETERMINAREA COEFICIENȚILOR k_0 ȘI k_1

Pentru determinarea coeficienților k_0 și k_1 cu relațiile (12) și (13), respectiv (15), este necesar să se cunoască, pe lîngă m_X și σ_X, funcțiile $\varphi(x)$ și $f(x)$.

În ceea ce privește funcția $\varphi(x)$, aceasta se stabilește dependent de forma caracteristicii elementului neliniar, așa cum se arată în fig. 2 pentru cîteva cazuri frecvent întîlnite în aplicații.

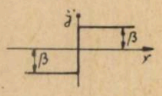
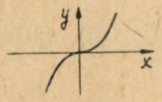
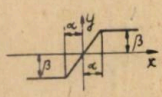
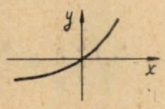
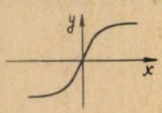
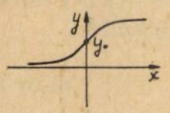
Nr. crt.	Forma caracteristicii neliniare	Expresia analitică: $y=\varphi(x)$	Nr. crt.	Forma caracteristicii neliniare	Expresia analitică: $y=\varphi(x)$
1		$y=\beta\,\mathrm{sgn}\,x$	4		a) $y=\alpha x+\beta x^3$ b) $y=\alpha x^2\,\mathrm{sgn}\,x$ c) $y=\alpha\,\mathrm{sh}\,\beta x$
2		$y=\begin{cases}\frac{\alpha}{\beta}x, & -\alpha<x<\alpha\\ \beta\,\mathrm{sgn}\,x & \lvert x\rvert\geqslant\alpha\end{cases}$	5		$y=\alpha(e^{\beta x}-1)$
3		a) $x=\alpha y+\beta y^3$ b) $y=\alpha\,\mathrm{arcsh}\,\beta x$	6		a) $y=y_0+\alpha x-\beta x^3$ b) $y=\frac{y_0}{2}(1+\mathrm{th}\beta x)$

Fig. 2.

Pentru precizarea funcției $f(x)$ a densității de probabilitate, considerăm necesară o analiză mai detaliată.

În literatura de speciaîitate [3] [6] [7] se prezintă calculul coeficienţilor k_0 şi k_1 în ipoteza unei distribuţii normale (Gauss) a valorilor variabilei aleatoare X (fig. 3), adică :

$$f(x)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_X}\exp\left[-\frac{(x-m_X)^2}{2\sigma_X^2}\right]. \tag{18}$$

Întrucît în literatură nu se fac referiri la calculul coeficienţilor k_0 şi k_1 în cazul folosirii altor legi de distribuţie decît cea normală, considerăm necesare şi utile unele completări în acest sens.

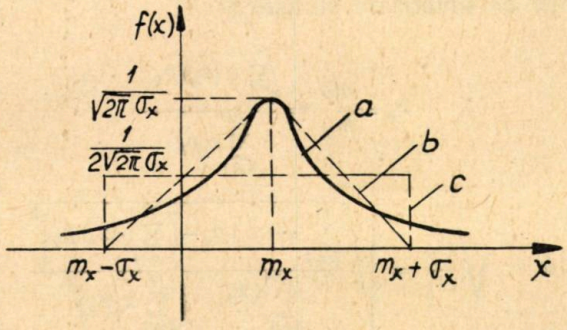


Fig. 3. *a* — distribuţie normală (Gauss) ; *b* — distribuţie liniară ; *c* — distribuţie uniformă.

Avînd în vedere faptul că valorile pe care poate să le ia variabila aleatoare sînt finite şi situate între două limite extreme, considerăm că se poate adopta o lege de distribuţie liniară (fig. 3), adică :

$$f(x)=\begin{cases}\dfrac{x-m_X+\sigma_X}{\sqrt{2\pi\sigma_X^2}}, & m_X-\sigma_X\leqslant x\leqslant m_X\\[2ex] -\dfrac{x-m_X-\sigma_X}{\sqrt{2\pi\sigma_X^2}}, & m_X\leqslant x\leqslant m_X+\sigma_X\\[2ex] 0 & x<m_X-\sigma_x;\quad x>m_X+\sigma_X.\end{cases} \tag{19}$$

Folosirea relaţiei (19) în locul relaţiei (18) prezintă şi avantajul că se simplifică calculul integralelor din relaţiile (12) şi (13).

Există şi situaţii în care se poate accepta o distribuţie uniformă a valorilor variabilei aleatoare într-un anumit interval (fig. 3). În acest caz avem :

$$f(x)=\begin{cases}\dfrac{1}{2\sqrt{2\pi}\sigma_X}, & m_X-\sigma_X\leqslant x\leqslant m_X+\sigma_X\\[2ex] 0 & x<m_X-\sigma_X;\quad x>m_X+\sigma_X\end{cases} \tag{20}$$

Relaţiile (18), (19) şi (20) presupun o distribuţie continuă a valorilor variabilei aleatoare. Trebuie însă subliniat faptul că în numeroase situaţii con-

crete, mărimile cu caracter aleatoriu nu se cunosc prin valorile lor continui ci printr-un număr limitat de valori discrete obținute, spre exemplu, în urma unor măsurători (experiențe). Dacă p_k este probabilitatea ca X să obțină valoarea x_k, atunci funcția densității de probabilitate este:

$$f(x)=\sum_{k=1}^{N} p_k \delta(x-x_k) \tag{21}$$

unde $\delta(x-x_k)$ este funcția impuls unitar iar N este numărul de valori discrete pe care le obține variabila aleatoare X. Rezultă următoarele relații de calcul pentru coeficienții de liniarizare statistică:

$$k_0=\frac{m_Y}{m_X}=\frac{\sum_{k=1}^{N}\varphi(x_k)p_k}{\sum_{k=1}^{N}x_k p_k} \tag{22}$$

$$k_1=\sqrt{\frac{D_Y}{D_X}}=\sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{N}\varphi^2(x_k)p_k-\left[\sum_{k=1}^{N}\varphi(x_k)p_k\right]^2}{\sum_{k=1}^{N}x_k^2 p_k-\left(\sum_{k=1}^{N}x_k p_k\right)^2}} \tag{23}$$

Dacă valorile variabilei aleatoare se supun unei legi de distribuție binomiale însemnează că probabilitatea p_k cu care variabila aleatoare X obține valoarea x_k este egală cu probabilitatea ca evenimentul A cu caracter aleator să apară de k ori în cele N încercări (măsurători) independente, adică:

$$p_k=\frac{N}{k!\,(N-k)!}\,p^k\,(1-p)^{N-k} \tag{24}$$

unde p este probabilitatea ca evenimentul A să apară o singură dată la ori care încercare individuală.

Avînd în vedere relația (24), rezultă:

$$m_X=\sum_{k=1}^{N}x_k p_k=N\cdot p \tag{25}$$

$$\sigma_X^2=D_X=\sum_{k=1}^{N}x_k^2 p_k-\left(\sum_{k=1}^{N}x_k p_k\right)^2=Np\,(1-p) \tag{26}$$

iar relațiile (22) și (23) devin:

$$k_0=\frac{1}{Np}\sum_{k=1}^{N}\varphi(x_k)\frac{N!}{k!\,(N-k)!}\,p^k(1-p)^{N-k} \tag{27}$$

$$k_1=\frac{2}{\sqrt{Np(1-p)}}\sqrt{\sum_{k=1}^{N}\varphi^2(x_k)\frac{N!}{k!\,(N-k)!}\,p^k(1-p)^{N-k}-N^2p^2k_0^2}. \tag{28}$$

Remarcăm faptul că în cazul unor distribuţii discrete a mărimilor aleatoare nu este necesar să se recurgă la aproximarea analitică a caracteristicii elementului neliniar. În acest caz valorile $y_k=\varphi(x_k)$ se pot obţine direct din caracteristica neliniară determinată experimental. Astfel se elimină erorile introduse prin aproximarea analitică a caracteristicii.

În încheierea celor prezentate mai sus privind calculul coeficienţilor de liniarizare statistică considerăm utile următoarele observaţii:

1. Alegerea uneia sau alteia dintre legile de distribuţie trebuie făcută pe baza unor observaţii anterioare, de orientare, asupra distribuţiei valorilor excitaţiei aleatoare.

2. Calculul coeficienţilor de liniarizare statistică să se facă cu relaţii cît mai simple, ceea ce implică o alegere adecvată atît pentru expresia analitică a caracteristicii elementului neliniar cît şi pentru expresia analitică a legii de distribuţie.

3. Valorile obţinute pentru coeficienţii k_0 şi k_1 depind atît de forma caracteristicii elementului neliniar cît şi de parametrii statistici m_X şi D_X (respectiv σ_X) ai excitaţiei aleatoare.

4. EXEMPLU DE LINIARIZARE STATISTICA

Vom aplica metoda liniarizării statistice pentru un circuit electric, format dintr-o rezistenţă liniară legată în serie cu o inductivitate neliniară (fig. 4 *a*), la bornele căruia acţionează tensiunea fluctuantă $u(t)$. Considerăm această tensiune ca o funcţie aleatoare de timp, staţionară $U(t)$ (fig. 4 *b*), caracterizată prin valoarea medie şi dispersia independente de timp.

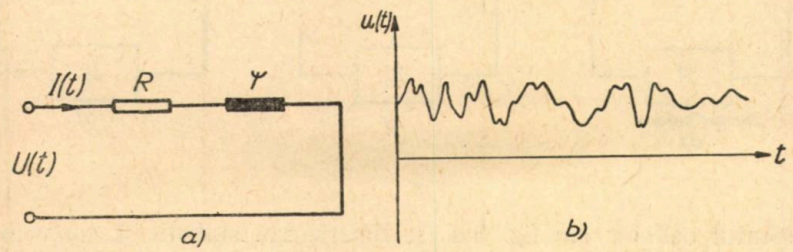


Fig. 4.

Caracteristica inductivităţii neliniare o exprimăm în valori relative prin funcţia:

$$\frac{i}{i_N}=\varphi\left(\frac{\psi}{\psi_N}\right) \tag{29}$$

unde ψ este înlănţuirea magnetică.

Deoarece tensiunea la bornele circuitului este o funcţie aleatoare staţionară de timp însemnează că şi înlănţuirea magnetică, respectiv curentul sînt

funcţii aleatoare staţionare de timp, notate prin $\psi(t)$ şi $I(t)$. Conform relaţiei (29) avem:

$$\frac{I(t)}{i_N} = \varphi\left[\frac{\psi(t)}{\psi_N}\right]. \tag{30}$$

Ecuaţia diferenţială a circuitului este:

$$\frac{d\psi(t)}{dt} + RI(t) = U(t). \tag{31}$$

Introducînd notaţiile adimensionale:

$$X(t) = \frac{\psi(t)}{\psi_N}; \quad Y(t) = \frac{I(t)}{i_N}; \quad V(t) = \frac{U(t)}{u_N} \tag{32}$$

ecuaţia (31) devine:

$$T_0 \frac{dX(t)}{dt} + Y(t) = V(t) \tag{33}$$

unde $Y = \varphi(X)$ iar $T_0 = \frac{\psi_N}{Ri_N}$ este o constantă de timp corespunzătoare inductivităţii statice a bobinei $L_{st} = \frac{\psi_N}{i_N}$.

Ecuaţiei (31) îi corespunde schema structurală de calcul din fig. 5 *a* care conţine un element liniar cu funcţia de transfer $W(p) = \frac{1}{T_0 p}$ şi un element neliniar, prin care se realizează reacţia negativă.

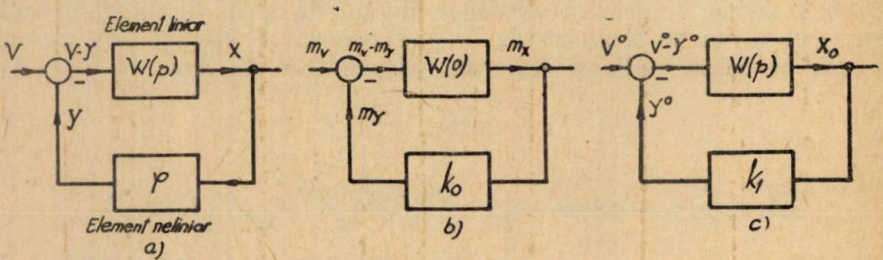


Fig. 5.

Elementul neliniar din fig. 5 *a* se liniarizează statistic şi, conform celor explicate la stabilirea schemei din fig. 1 *b*, rezultă schemele structurale liniare de calcul din fig. 5 *b* şi *c*, unde coeficienţii de liniarizare statistică k_0 şi k_1 sînt funcţii de speranţa matematică m_X şi dispersia D_X a semnalului aleator staţionar ce acţionează la intrarea elementului neliniar. În cazul de faţă m_X şi D_X nu sînt mărimi cunoscute din datele iniţiale ale problemei, aşa că pentru determinarea coeficienţilor k_0 şi k_1 nu sînt suficiente relaţiile:

$$k_0(m_X, D_X) = \frac{1}{m_X}\int_{-\infty}^{+\infty} \varphi(x) f(x)\, dx \tag{34}$$

$$k_1(m_X, D_X) = \frac{1}{\sqrt{D_X}}\left\{\int_{-\infty}^{+\infty} \varphi^2(x) f(x)\, dx - m_X^2 k_0^2(m_X, D_X)\right\}^{1/2}. \tag{35}$$

Este necesar să se folosească [6] [7] și următoarele relații scrise pentru schemele cu buclă de reacție negativă din fig. 5 *b* și *c*:

$$m_X = \frac{W(0)}{1+k_0(m_X, D_X)\,W(0)}\,m_V \tag{36}$$

$$D_X = \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi_{VV}(\omega)\left|\frac{W(j\omega)}{1+k_1(m_X, D_X)\,W(j\omega)}\right|^2 d\omega \tag{37}$$

în care m_V este valoarea medie adimensională (speranța matematică) a tensiunii fluctuante ce acționează la bornele circuitului, $\Phi_{VV}(\omega)$ este densitatea spectrală de putere a aceleiași tensiuni iar $W(0)$, respectiv $W(j\omega)$ este funcția de transfer a părții liniare în care s-a pus $p=0$, respectiv $p=j\omega$.

Evident că rezolvarea sistemului de ecuații (34)–(37) este destul de dificilă. Așa cum s-a subliniat la punctul precedent, unele simplificări se pot obține prin alegerea corespunzătoare a funcțiilor $\varphi(x)$ și $f(x)$.

Date numerice: Considerăm următoarele date ale semnalului aleator staționar de excitație ce acționează la intrarea sistemului:

$$m_V=1\,;\quad D_V=2\,;\quad R_{VV}(\tau)=D_V e^{-\alpha|\tau|}=2\cdot e^{-0,1|\tau|}.$$

Rezultă:

$$\Phi_{VV}(\omega)=\int_{-\infty}^{+\infty} 2\cdot e^{-0,1|\tau|}\cdot e^{-j\omega\tau}d\tau=\frac{40}{1+(10\,\omega)^2}. \tag{36}$$

Caracteristica neliniară a inductivității o considerăm de forma celei din fig. 2, nr. 3a, aproximată fiind prin următoarea distribuție analitică:

$$\varphi(x)=x+0,1x^3.$$

Legea diferențială de distribuție a valorilor variabilei aleatoare X o considerăm de forma celei exprimate prin relația (20) (distribuție uniformă).

Pentru constanta de timp considerăm valoarea $T_0=1$ s.

Cu aceste date, și avînd în vedere că $W(0)=1/0=\infty$; $W(j\omega)=\frac{1}{T_0 j\omega}$, din relațiile (34)...(37) rezultă următorul sistem de ecuații din care se determină k_0 și k_1:

$$k_0=\frac{1}{20\sqrt{2\pi}}(20+m_X^2+D_X) \tag{37}$$

$$k_1=\frac{1}{(\sqrt{2\pi})^{1/2}}\left[\frac{1}{3}+\frac{m_X^2}{D_X}\left(1+\frac{1}{5}m_X^2+10^{-2}m_X^2\right)+10^{-2}D_X(4+0,3m_X)+\right.$$

$$\left.+10^{-1}m_X^2(4+0,5m_X^2)+\frac{10^{-2}}{7}D_X-\frac{\sqrt{2\pi}}{D_X}\right]^{1/2} \tag{38}$$

$$m_X=\frac{1}{k_0} \tag{39}$$

$$D_X=\frac{40\pi}{k_1(1+10\,k_1)}. \tag{40}$$

Folosind o metodă grafică de rezolvare a acestui sistem de ecuații, se obțin rădăcinile:

$$m_X=1{,}44\,;\quad D_X=12{,}7\,;\quad k_0=0{,}69\,;\quad k_1=0{,}95.$$

Dacă se modifică datele inițiale ale problemei, rezultă alte valori pentru coeficienții k_0 și k_1.

5. CONCLUZII

Determinarea coeficienților de liniarizare statistică a sistemelor neliniare supuse unor excitații aleatoare staționare necesită calcule destul de laborioase. Valorile acestor coeficienți depind de speranța matematică, dispersia și funcția de corelație a semnalului aleator de excitație. De asemenea depind de forma caracteristicii elementului neliniar, de legea diferențială a distribuției precum și de schema structurală de calcul ce se obține pentru sistemul fizic studiat.

În regim nestaționar coeficienții de liniarizare statistică depind și de timp, calculul lor devenind foarte complicat.

Utilitatea liniarizării statistice constă în obținerea unor scheme structurale de calcul care conțin numai elemente liniare, cu ajutorul cărora se studiază separat comportarea sistemului față de valoarea medie, respectiv față de fluctuațiile mărimii de excitație.

BIBLIOGRAFIE

1. I. E. Kazakov, Priblijennîi metod statisticescovo issledovania nelineinîh sistem. Trudî V.V.I.A. im. Jucovscovo, vîp. 394 (1954).
2. I. E. Kazakov, K voprosu ob issledovanii rasseivaniia nelineinîh avtomaticeskih sistem. Sbornik naucinîh trudov V.V.I.A. im. Jukovscovo, T. 1 (1954). str. 95—106.
3. I. E. Kazakov, Priblijennîi veroiatnostnîi analiz tocinosti rabotî suscestvenio nelineinîh sistem. Avtomatica i telemehanika, T. XVII, No. 5 (1956) str. 385—409.
4. R. C. Booton, The analysis of nonlinear control systems with random inputs. Proc. Sympos. Nonlinear Circuit Analysis, vol. 2(1953), pp. 369—391).
5. R. C. Booton, Nonlinear control systems with random inputs. Proc. Sympos. Nonlinear Cricuit Analysis, vol. 2 (1953), pp. 369—391).
5. R. C. Booton, Nonlinear control systems with random inputs. Trans. IRE vol. CT-1 (1954), pp. 9—18.
6. V. S. Pugacev, *Teoriia suleceainîh funkții.* Fizmatghiz, Moskva 1962.
7. A. A. Pervozvanski, *Sluceainîe protessî v nelineinîh avtomaticeskih sistemah.* Fizmatghiz, Moskva 1962.

НЕКОТОРЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ ОТНОСИТЕЛЬНО СТАТИСТИЧЕСКОЙ ЛИНИАРИЗАЦИИ НЕЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ ПРИ СЛУЧАЙНЫХ СТАЦИОНАРНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЯХ

(РЕЗЮМЕ)

В работе изложен метод статистической линеаризации безинерционных нелинейных Элементов при случайных стационарных воздействиях. Для расчета коэффициентов статистической линеаризации подчерки-

вается необходимость использования наиболее подходящих форм аналитического выражения «закона распределения» и характеристики нелинейного элемента. Дается пример, илюстрирующий вопросы конкретного применения метода статистической линеаризации.

SOME ASPECTS REFERRING TO THE STATISTICAL LINEARIZATION OF NONLINEAR SYSTEMS WITH STATIONARY RANDOM IMPUTS

(ABSTRACT)

The paper presents the statistical linearization method of nonlinear elements, without inertia, with stationary random imputs.

For the statistical linearization coefficients calculus, the necessity to use the most adequate forms for the analytical expressions of the distribution law and the nonlinear element characteristic is underlined. A calculus exemple illustrates the concrete application aspects of the statistical linearization method

DETERMINAREA PE CALE NUMERICĂ A TIMPURILOR DE COMUTAȚIE, LA UN REGISTRU DE DEPLASARE BITACT CU FERITE

DE

I. POPA

Pentru dimensionarea circuitelor ce conțin miezuri de ferită, ca elemente de comutație, în literatură se propun în general metode aproximative, care țin seama de particularitățile ecuațiilor diferențiale de integrat și care variază de la un tip de circuit la altul [3], rezultatele fiind apoi verificate experimental.

În aceste cazuri erorile de calcul considerate ca acceptabile, pentru timpurile de comutație, variază în funcție de aproximația făcută, putînd atinge valori chiar de 20÷30%.

Fiind stabilite ecuațiile diferențiale ce descriu procesele electromagnetice în astfel de circuite, precum și condițiile inițiale, metodele numerice permit calcularea mai exactă a timpurilor de comutație a miezurilor de ferită, avînd în vedere că precizia acestor metode este dată de pasul de integrare, care în cazul utilizării unui calculator numeric, poate fi ales cît mai mic.

Trebuie însă reținut faptul că metodele aproximative particulare amintite prezintă totuși interes pentru că permit determinarea parametrilor inițiali apropiați de cei optimi, în timp ce la metodele numerice [1], sau grafice [4], care pot fi mai exacte, acești parametrii trebuiesc admiși, ceea ce constituie un dezavantaj important, în sensul că volumul calculelor este mare.

În cercetarea acestor circuite se recomandă folosirea ambelor categorii de metode, după cum urmează:

a) Într-o primă etapă cu metode aproximative particulare, se determină parametrii ce asigură stabilitatea în funcționare a schemei și relațiile aproximative de calcul pentru timpurile de comutare.

b) În a doua etapă, se poate trece la un calcul mai exact al timpurilor de comutare, prin integrarea numerică a ecuațiilor diferențiale.

Trecerea directă la cea de a doua etapă, eliminînd calculul aproximativ al parametrilor optimi (a se vedea încercările din [4]), poate conduce la o sporire inutilă a numărului de cazuri rezolvate la calculator.

Menționăm de asemeni faptul că la studiul pe cale numerică a circuitelor ce utilizează ferite în regim de comutație, stabilirea condițiilor inițiale poate

ridica probleme deosebite, față de cazurile cu totul particulare studiate în literatură [1].

În prezenta lucrare se urmărește determinarea pe cale numerică, a timpurilor de comutare, la un registru de deplasare bitact, care utilizează ca elemente de comutație miezuri de ferită cu ciclul de histereză dreptunghiular (C. H. D.) și la care informația inversă este complet eliminată prin conectarea adecvată, în cuadripolii de cuplaj între miezuri, a unor chei cu tranzistori (fig. 1).

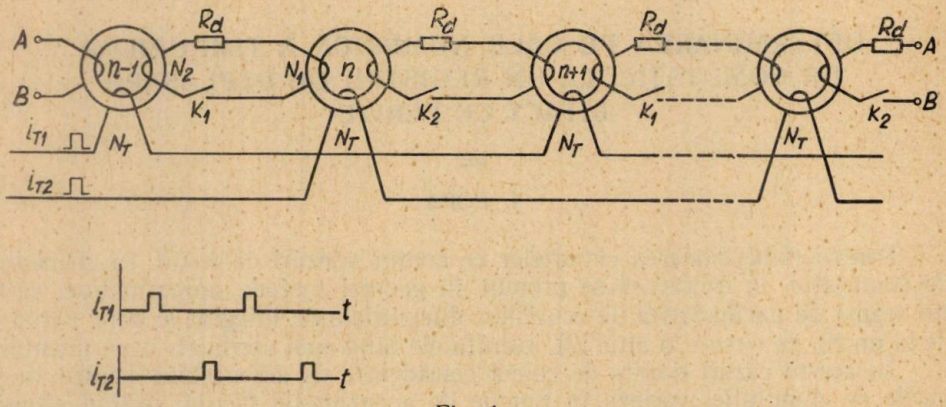


Fig. 1.

I. MĂRIMI UTILIZATE

În studiul considerat se presupun cunoscute din literatura de specialitate (spre exemplu [2]–[4]), comportarea miezurilor de ferită cu C. H. D. ca elemente de comutație, definirea parametrilor lor statici și dinamici, în strînsă legătură cu ecuația stării dinamice (relația 3) ce intervine la remagnetizarea feritelor prin impuls, cerințele impuse în general circuitelor ce constituie registre de deplasare, precum și greutățile ce apar în rezolvarea ecuațiilor diferențiale ce descriu procesele electromagnetice la astfel de circuite, datorită caracterului lor neliniar.

Se consideră că miezurile cu care se realizează registrul sînt identice ca dimensiuni geometrice și din punct de vedere al proprietăților magnetice statice și dinamice.

Dimensiunile geometrice ale miezurilor inelare sînt:

d_e — diametrul exterior în m,

d_i — diametrul interior în m,

$l = \pi \frac{d_e + d_i}{2}$ — lungimea medie în m,

h — înălțimea în m,

$A = \frac{d_e - d_i}{2} \cdot h$ — secțiunea transversală în m².

Principalii parametri statici și dinamici cu care se operează, sînt definiți în literatură [2] după cum urmează:

$H_m^{A/m}$ – valoarea maximă nominală a intensității cîmpului magnetic, realizată în miez, la excitarea cu un impuls de curent (i_{T1}, i_{T2}) dreptunghiular (durata timpului de creștere t_{cr} neglijabilă, supracreșterea $\delta\% \leqslant 5\%$, căderea palierului $\varepsilon\% = 5 \div 10\%$).

$H_c^{A/m}$ – cîmpul coercitiv al miezului, corespunzător ciclului de histerezis limită.

B_r^{Wb/m^2} – inducția magnetică remanentă a miezului, corespunzătoare ciclului de histerezis limită.

B_s^{Wb/m^2} – inducția magnetică de saturație a miezului, corespunzătoare la un H_m pe ciclul de histerezis.

$\alpha = \frac{B_r}{B_s}$ – coeficientul de rectangularitate al ciclului de histerezis limită, unde B_s corespunde la $H_m = 5\ H_c$.

$\left(\frac{dB}{dt}\right)_m$ – valoarea maximă a derivatei inducției magnetice în miez, la excitarea cu H_m determinată prin oscilografierea tensiunii electromotoare induse într-o înfășurare a miezului (fig. 2*b*).

τ^{sec} – timpul de comutare (basculare) reprezintă timpul necesar pentru a trece miezul din starea $-B_r$ în $+B_r$ (și invers) sub acțiunea cîmpului H_m. Se determină ca și $\left(\frac{dB}{dt}\right)_m$.

$H_0^{A/m}$ – intensitatea cîmpului magnetic de start ($H_0 > H_c$), variază de la un miez la altul și reprezintă un cîmp prag, începînd cu care în miez au loc procese de remagnetizare ireversibile, pe ciclul limită, ceea ce este tot una cu a spune ca pentru $H_m > H_0$ curbele $\frac{1}{\tau} = f_1(H_m)$ și $\left(\frac{dB}{dt}\right)_m = f_2(H_m)$ sînt liniare (fig. 2. *a*)

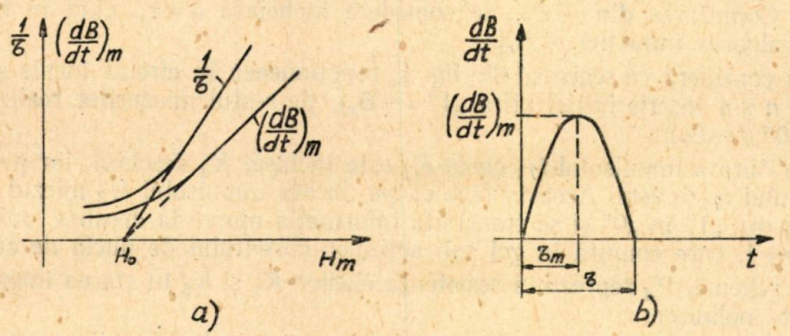


Fig. 2.

$$S_w^{Cb/m} = (H_m - H_0) \cdot \tau \qquad (1)$$

reprezintă constanta de comutare a miezului determinată experimental cu ajutorul curbei $\frac{1}{\tau}=f(H_m)$

$$r_m^{\Omega/m}=\frac{\left(\frac{dB}{dt}\right)_m}{H_m-H_0} \tag{2}$$

rezistență dinamică maximă a miezului, determinată experimental cu ajutorul curbei

$$\left(\frac{dB}{dt}\right)_m=f_2(H_m).$$

Ecuația stării dinamice este:

$$\frac{dB}{dt}=r(B)[H_m-H_0] \tag{3}$$

unde

$$r(B)^{\Omega/m}=r_m\left(1-\frac{B^2}{B_s^2}\right) \tag{4}$$

și reprezintă rezistența dinamică a miezului.

Ecuația (3) este valabilă cînd miezul comută în gol (la înfășurarea de citire $-N_2$ din fig. 1, nu este conectată o sarcină) și își menține valabilitatea și în sarcină cu condiția ca impulsul cîmpului activ rezultant $H_m-H_{reacție}>H_0$, practic să nu se abată de la forma dreptunghiulară. Pentru calcule este important să se mai releve următoarele:

a) Din studiul comutării miezurilor [2] pentru cîmpuri mari $H_m>H_0$, valoarea maximă a derivatei inducției în miez apare la :

$$B=0 \text{ deci } r_i'(B)=r_m.$$

b) Comutarea din $-B_r$, se consideră încheiată ($t=\tau$), cînd în miez s-a atins valoarea inducției $+B_{r_i}'$.

Se consideră că registrul din fig. 1, funcționează în circuit închis și că pe miezul n s-a înscris inițial cifra „1" ($+B_r$), pe restul miezurilor realizîndu-se cifra „0" ($-B_r$).

Pe durata impulsului i_{T1} cheia K_1 este închisă, K_2 deschisă, iar pe durata impulsului i_{T2} invers. Aceasta face ca pe durata impulsului i_{T2} miezul n să se comute din „1" în „0" și să transmită informația numai la dreapta, adică miezului $n+1$, care comută în gol sub acțiunea curentului de buclă de cuplaj.

În schemă, R_d reprezintă rezistența cheilor K_1 și K_2 în starea închis, fiind elemente neliniare.

O condiție esențială ce se impune pentru ca sistemul să funcționeze (cifra „1" să circule în circuitul închis prin basculări succesive) este ca $\tau_{n+1}\leqslant\tau_n$, ceea ce impune o dimensionare adecvată a schemei.

II. ECUAȚIILE DIFERENȚIALE ȘI CONDIȚIILE INIȚIALE

Ecuațiile ce descriu procesele electromagnetice ce au loc, se scriu ușor și pentru intervalul $0 \leqslant t \leqslant \tau_{n+1}$ sînt :

$$\frac{dB_n}{dt} = r(B_n)\left[H_m - H_0 - \frac{iN_2}{l}\right] \tag{5}$$

$$AN_2\frac{dB_n}{dt} = i \cdot R_d + A \cdot N_1 \frac{dB_{n+1}}{dt} \tag{6}$$

$$\frac{dB_{n+1}}{dt} = r(B_{n+1})\left[\frac{iN_1}{l} - H_0\right]. \tag{7}$$

În intervalul $\tau_{n+1} < t < \tau_n$ sistemul de ecuații (6), (7), (8) se reduce la :

$$\frac{dB_n}{dt} = r(B_n)\left[H_m - H_0 - \frac{iN_2}{l}\right] \tag{8}$$

$$AN_2\frac{dB_n}{dt} = i \cdot R_d. \tag{9}$$

Condițiile inițiale pentru primul interval se determină cercetînd starea în care se află miezul n, în momentul în care miezul $n+1$, începe să comute ($B_{n+1} = -B_r$), ceea ce presupune

$$H_{m\,(n+1)} = \frac{iN_1}{l} = H_0. \tag{10}$$

În intervalul $0 \leqslant t \leqslant \tau_{n+1}$, dacă $H_{m(n+1)} < H_0$ (7) nu este valabilă, sistemul de ecuații (5), (6), (7), reducîndu-se tot la (8), (9).

Substituind pe i din (10) în (8) și (9) și eliminînd pe $\frac{dB_n}{dt}$, rezultă :

$$B_n = \pm B_r \frac{1}{\alpha}\sqrt{1 - \frac{H_0 l R_d}{r_m A N_1 N_2 H_a - r_m A N_2^2 H_0}} \tag{11}$$

în care s-a notat :

$$B_s = \frac{B_r}{\alpha}$$

$$H_m - H_0 = H_a.$$

Notînd $H_a = KH_0$, unde $k > 1$, din (11) rezultă ca la :

$$K = K_0 = \frac{N_1}{N_2} + \frac{lR_d}{r_m A N_1 N_2} \tag{12}$$

corespunde $B_n = 0$ și la

$$K = K_0' = \frac{N_2}{N_1} + \frac{lR_d}{(1-\alpha^2)\, r_m A N_1 N_2}, \tag{13}$$

corespunde $B_n = -B_r$.

Din relația generală (11) precum și din cazurile particulare (12), (13) rezultă că în intervalul de valabilitate al sistemului (5), (6), (7), la $t=0$ ($B_{n+1}=-B_r$, valorile ce le poate lua B_n sînt determinate de impulsul de tact (prin raportul $K=\frac{H_m-H_0}{H_0}$) și parametrii schemei.

Această analiză permite din capul locului să se aprecieze că realizarea condiției $\tau_{n+1}<\tau_n$, este mai puțin probabilă pentru $K_0\leqslant K\leqslant K_0'$ și că trebuie să se acorde atenție domeniului $K\geqslant K_0'$ unde la $t=0$, $B_n=-B_r$, $B_{n+1}=-B_r$.

În cel de al doilea interval $\tau_{n+1}\leqslant t<\tau_n$, la $t=0$ corespunde $B_n=|B_n|_{t=\tau_{n+1}}$.

Valoarea $|B_n|_{t=\tau_{n+1}}$ este dată de calculator, la $B_{n+1}=+B_r$.

Sistemul de ecuații (5), (6), (7) prin eliminarea curentului i, se reduce la un sistem de două ecuații diferențiale de ordinul I de forma:

$$\frac{dB_n}{dt}=\frac{r_mH_a\left(1-\frac{B_n^2}{B_S^2}\right)+N_1\frac{Ar_m^2}{lR_d}\left(1-\frac{B_n^2}{B_S^2}\right)\left(1-\frac{B_{n+1}^2}{B_S^2}\right)(N_1H_a-N_2H_0)}{1+\frac{N_2^2r_mA}{lR_d}\left(1-\frac{B_n^2}{B_S^2}\right)+\frac{N_1^2r_mA}{lR_d}\left(1-\frac{B_{n+1}^2}{B_S^2}\right)} \tag{14}$$

$$\frac{dB_{n+1}}{dt}=\frac{\frac{N_2Ar_m^2}{lR_d}\left(1-\frac{B_n^2}{B_S^2}\right)\left(1-\frac{B_{n+1}^2}{B_S^2}\right)(N_1H_a-N_2H_0)-H_0r_m\left(1-\frac{B_{n+1}^2}{B_S^2}\right)}{1+\frac{N_2^2r_mA}{lR_d}\left(1-\frac{B_n^2}{B_S^2}\right)+\frac{N_1^2r_mA}{lR_d}\left(1-\frac{B_{n+1}^2}{B_S^2}\right)} \tag{15}$$

Similar din (8) și (9) se obține ecuația:

$$\frac{dB_n}{dt}=\frac{r_mH_a\left(1-\frac{B_n^2}{B_S^2}\right)}{1+\frac{N_2^2r_mA}{lR_a}\left(1-\frac{B_n^2}{B_S^2}\right)}. \tag{16}$$

Ecuațiile neliniare (14), (15) și (16) se pretează la integrare numerică avînd forma cunoscută din matematică:

$$\frac{dy}{dt}=f(t,y)$$

în care y este funcția și t variabila.

În ecuațiile menționate variabila t nu apare explicit.

Condițiile inițiale pentru sistemul de ecuații (14), (15) și pentru ecuația (16) se stabilesc conform celor arătate mai sus.

Dat fiind faptul că la valori mici ale raportului $K=\frac{H_a}{H_0}$, impulsul de curent $i(t)$ în bucla de cuplaj se poate abate mult de la forma dreptunghiulară, erorile

ce se obțin sînt mai mari datorită condiției de valabilitate a ecuației stării dinamice respectiv relațiile (5) și (7). Erorile scad pe măsură ce k crește. În cazul analizat intervin erori sistematice și datorită aproximărilor ce se fac în legătură cu caracteristica cheii cu tranzistori, care intervine ca un element neliniar în bucla de cuplaj.

III. APLICAȚIE

Pentru realizarea schemei din fig.1 s-au ales miezuri avînd în structură oxizi de Mg și Mg, pentru care s-au determinat:

$d_e = 3 \cdot 10^{-3}$ m $\quad H_0 = 90$ A/m

$d_i = 2 \cdot 10^{-3}$ m $\quad B_r = 0{,}27$ Wb/m^2

$h = 1{,}2 \cdot 10^{-3}$ m $\quad \alpha = 0{,}93$

$l = 0{,}785 \cdot 10^{-2}$ m $\quad S_w = 60 \cdot 10^{-6}$ Cb/m

$A = 0{,}6 \cdot 10^{-6}$ m^2 $\quad r_m = 18\,000.\ \Omega$/m

În legătură cu caracteristica cheii cu tranzistori se admite că rezistența ei directă $R_d = \text{const}$, iar rezistența în stare blocată $R_i = \infty$. Această ipoteză simplificatoare folosită în literatură și confirmată experimental ca acceptabilă, simplifică mult ecuațiile ce se obțin.

Cunoscîndu-se rezistența statică directă $R_d = 20\,\Omega$ a cheii cu tranzistori, s-au determinat după o metodă aproximativă numărul de spire $N_1 = 10$ sp; $N_2 = 20$ sp pentru înfășurările indicate în fig.1.

Utilizînd metoda de integrare Runge-Kutta, la calculatorul MECIPT-1, și alegînd un pas de integrare $h = 0{,}01 \cdot 10^{-6}$ sec. pentru $H_a = 225$ A/m ($K = K_0' = 2{,}5$) în (14) și (15), în curbele $B_n(t)$ și $B_{(n+1)}(t)$ obținute prin integrarea sistemului de ecuații apar punctele ($t = 2{,}7 \cdot 10^{-6}$ sec, $B_n = +0{,}247$ Te), ($t = 2{,}7 \cdot 10^{-6}$ sec, $B_{n+1} = 0{,}097$ Te), ceea ce arată că $\tau_n < \tau_{n+1}$ deci registrul nu funcționează stabil.

Rezultatul este confirmat de experiență (registrul nu păstrează informația pentru $H_a = 225$ A/m).

Adoptînd $H_a = 390$ A/m ($k = 4{,}34$) și un pas de integrare $h = 0{,}01 \cdot 10^{-6}$ sec, la rezolvarea sistemului de ecuații (14) și (15) în curbele $B_n(t)$ și $B_{n+1}(t)$, apar punctele:

$$(t' = 0{,}69 \cdot 10^{-6}\ \text{sec},\ B_{n+1} = 0{,}2709\ \text{Te})$$

$$(t' = 0{,}69 \cdot 10^{-6}\ \text{sec},\ B_n = +0{,}1522\ \text{Te})$$

ceea ce arată că registrul funcționează stabil ($\tau > \tau_{n+1}$).

Rezolvînd în continuare ecuația (16) pentru $H_a = 390$ A/m și $h = 0{,}01 \cdot 10^{-6}$ sec și $B_n = +0{,}1522$ Te la $t = 0$, se obține $t'' = 0{,}5 \cdot 10^{-6}$ sec, $B_n = +0{,}27$ Te.

Rezultă că miezul n comută în timpul $\tau_n = t' + t'' = 1{,}19 \cdot 10^{-6}$ sec iar miezul $n+1$ comută în timpul $\tau_{n+1} = t' = 0{,}69 \cdot 10^{-6}$ sec.

Experimental se obţine la H_a=390 A/m

$$\tau_{(n+1)e} = 0{,}7 \cdot 10^{-6} \text{ sec}$$

$$\tau_{ne} = 1{,}13 \cdot 10^{-6} \text{ sec}$$

Similar se rezolvă ecuaţiile pentru H_a=292 A/m şi H_a=330 A/m.

Avînd în vedere că în aceste probleme criteriul de verificare al calculelor este experimentul, se calculează abaterea procentuală a rezultatelor de calcul în raport cu cele experimentale: $\beta\% = \frac{\tau - \tau_e}{\tau_e} 100$, conform tabelei de mai jos.

Nr. crt.	H_a	$\tau_{ne}^{\mu \text{ sec}}$	$\tau_{(n+1)e}^{\mu \text{ sec}}$	$\tau_n^{\mu \text{ sec}}$	β %	$\tau_{n+1}^{\mu \text{ sec}}$	β %
1	225	—	—	—	—	—	—
2	292	1,5	0,95	1,6	6,7	1,36	43,2
3	330	1,3	0,75	1,42	9,2	0,98	30,7
4	390	1,13	0 7	1,19	5,8	0,69	1,43

IV. CONCLUZII

1. La valori mari ale cîmpului H_a, curentul din bucla de cuplaj este practic dreptunghiular şi calculul dă abateri mici faţă de experiment.

2. La valori mici ale cîmpului H_a, ecuaţiile diferenţiale sînt valabile cu aproximaţie, deoarece curentul în buclă se abate de la forma dreptunghiulară.

3. Influenţa curentului din bucla de cuplaj este substanţială pentru timpul de comutare τ_{n+1}. Pentru timpul τ_n abaterile se menţin la acelaşi ordin de mărime ($\beta\% \leqslant 10\%$), deoarece influenţa buclei de cuplaj intervine numai în intervalul $t < t'$ (ecuaţiile (14), (15)), în intervalul $t > t'$ ecuaţia (16) fiind exactă.

BIBLIOGRAFIE

1. G. N. Golovţeva, Rascet perehodnogo protessa v ţepi s feritom na T.V.M. Analiz electriceskih ţepei i electromagnitnîh sistem. Kiev — 1967.

2. A. I. Pirogov, Iu. Samaev, *Magnitnîe serdeciniki v automatike i vîcislitelnoi tehnike*. Energia Moskva 1967.

3. A. I. Kuzmeţov, Iu. M. Samaev, K analizu i sintezi shem, sodeyaşcih magnitnîe serdeciniki s priamougolinoi petlei ghistereza i reaktvine elementi. Trudî M.E.I. Vîpusk 60 ciasti 1 Moskva 1965.

4. V. E. Bogoliubov, Iu. M. Samaev, M. M. Loginov, Perehodnîe protessi v ţepi, Soderjesciei condensator ili inductivnosti i feromagnetic, ineiuşcii priamongoliniu petliu ghistereza. Electricestvo N=11/1961 Moscva.

ЧИСЛЕННОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВРЕМЕНИ КОММУТАЦИИ ПРИ ДВУХТАКТНОМ РЕГИСТРЕ СДВИГА ФЕРРИТАМИ

(РЕЗЮМЕ)

В работе производится определение времени коммутации при двухтактном регистре сдвига ферритами, применяя численное интегрирование дифференциальных уравнений данного вида цепи.

Установление первичных условий и экспериментальный контроль результатов являются основными элементами исследования.

LA DÉTÉRMINATION DES TEMPS DE COMMUTATION À UN REGISTRE DE DEPLACEMENT BITACT AVEC DES FERITES UTILISANT UNE METODE NUMÉMRIQUE

(RESUMÉ)

L'article s'ocupe avec la détérmination des temps de commutation à un registre de deplacement bitact avec des ferites utilisant l'integration numerique des equations différéntielles de cette type de circuit.

La détérmination des conditions initialles et la verification éxpérimentalle des resultates, sont les éléments esentielles de l'etude.

INTEGRAREA NUMERICĂ, CA METODĂ COMPLEMENTARĂ DE ANALIZĂ A REGISTRELOR DE DEPLASARE, MONOTACT CU FERITE

DE

I. POPA

Pentru rezolvarea sistemelor de ecuaţii diferenţiale neliniare, ce descriu procesele de comutaţie ce au loc în registrele de deplasare cu ferite, în literatură se recurge de regulă la metode analitice aproximative [1] şi [4], determinîndu-se astfel relaţii aproximative de calcul pentru parametrii schemei, corespunzător unui regim de funcţionare, apropiat de cel optim, ceea ce este esenţial în proiectare.

Principalul desavantaj al metodelor analitice îl constituie faptul că nu permit determinarea variaţiei în timp, a mărimilor electrice şi magnetice ce intervin în ecuaţii. Această problemă este rezolvată însă prin integrarea numerică a ecuaţiilor diferenţiale, putîndu-se astfel verifica pe deoparte în ce măsură aproximaţiile metodelor analitice sînt acceptabile şi pe de altă parte să se facă precizări privind desfăşurarea în timp a proceselor de comutaţie.

Pornind de la rezultatele analitice obţinute de autor în [4], lucrarea de faţă rezolvă pe cale numerică ecuaţiile diferenţiale, pentru un registru de deplasare monotact cu ferite, cu bucle de transfer comandate, (fig. 1).

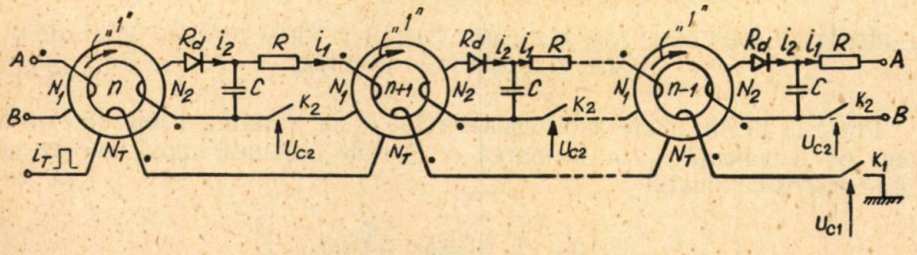


Fig. 1

În schema de principiu din fig. 1, cunoscută din literatură [1], [4], cheile K_2 (realizate cu tranzistoare), comandate de impulsurile de tensiune U_{c2}, închid circuitul de descărcare al condensatorului C, după de a încetat, acţiunea impul-

sului de tact i_T, adică în intervalul de timp în care K_1, comandată de impulsul de tensiune U_{c1}, este deschisă.

Dioda din circuitul de încărcare a condensatorului C și cheia K_2, sînt considerate elemente ideale de comutație, avînd pe timpul cît conduc curentul, rezistențele constante R_d și respectiv R, iar în satrea – blocat, au rezistența infinită. Miezurile n și $n+1$ din schemă sînt considerate identice.

Soluțiile analitice date în [4] precum și studiul propus în prezenta lucrare se sprijină pe ecuația de remagnetizare a torurilor de ferită cu ciclul de histerezis dreptunghiular, sub acțiunea unui impuls de tact i_T dreptunghiular, dată în [2] în forma:

$$\frac{dB}{dt} = r_m\left(1 - \frac{B^2}{B_s^2}\right)(H_m - H_0) \tag{1}$$

în care:

B – reprezintă inducția în secțiunea transversală A a torului;

B_s – inducția de saturație a torului;

$H_m = \frac{i_T N_T}{l}$ – amplitudinea impulsului de cîmp magnetic, corespunzătoare impulsului de tact i_T, calculată pentru lungimea medie l a torului;

H_0 – intensitatea cîmpului magnetic prag (cîmpul de start), definit în [2], ca parametru dinamic al miezului de ferită. Ecuația (1) este valabilă numai pentru $H_m > H_0$;

r_m – rezistența dinamică a miezului de ferită, definită în [2].

Din (1) se deduce expresia constantei de comutare

$$S_w = (H_m - H_0)\tau = \frac{2B_s}{r_m} A \operatorname{th} \frac{B_r}{B_s} \tag{2}$$

care constituie un alt parametru dimamic al mizului de ferită. În relația (2) B_r reprezintă inducția remanentă a miezului de ferită, corespunzătoare ciclului histerezis limită, iar τ reprezintă timpul de comutare a miezului de ferită definit în [2.]

1. ECUAȚIILE DIFERENȚIALE ALE CIRCUITULUI ȘI PRINCIPALELE REZULTATE ALE CALCULULUI ANALITIC

Procesul de încărcare a condensatorului C, la comutarea miezului n, din starea de remanență $-B_r$, în starea $+B_r$ sub acțiunea impulsului de tact i_T este descris de ecuațiile:

$$AN_2 \frac{dB_n}{dt} = i_2 R_d + \frac{1}{C}\int i_2 dt \tag{3}$$

$$\frac{dB_n}{dt} = r_m\left(1 - \frac{B_n^2}{B_s^2}\right)\left[H_m - H_0 - \frac{i_2 N_2}{l}\right] \tag{4}$$

pentru care se dau următoarele condiții inițiale:

$$t=0, \quad B_n=-B_r, \quad u_c=0$$

$$t=\tau_n, \quad B_n=+B_r, \quad u_c=u_c(\tau_n).$$

Ecuațiile ce descriu procesul de descărcare a condensatorului, și respectiv comutarea miezului $n+1$, sînt:

$$u_{c0}=i_1R+\frac{1}{C}\int i_1dt+AN_1\frac{dB_{n+1}}{dt} \tag{5}$$

$$\frac{dB_{n+1}}{dt}=r_m\left(1-\frac{B_{n+1}^2}{B_s^2}\right)\left[\frac{i_1N_1}{l}-H_0\right] \tag{6}$$

pentru care se consideră la $t=0$, $B_{n+1}=-B_r$, $u_c=u_{c0}$ și la $t=\tau_{n+1}$, $B_{n+1}=+B_r$, $u_c=u_c(\tau_{n+1})$. Ecuațiile (5) și (6) sînt valabile numai pe timpul comutării miezului $n+1$. Tensiunea u_{c0} reprezintă tensiunea la bornele condensatorului în momentul în care miezul $n+1$ începe să comute. În anumite condiții precizate în [4] se poate considera $u_{c0}=u_c(\tau_n)$.

În (4) se demonstrează că funcționarea registrului este posibilă, dacă impulsul de tact H_m verifică relația

$$K=\frac{H_m-H_0}{H_0}>\frac{(\zeta+1)^2}{(\zeta-1)^2-4}=\delta \tag{7}$$

în care ζ este un număr mai mare ca 3. Cu cît ζ este mai mare cu atît aproximația $u_c\simeq u_c(\tau_n)$ este mai bună.

Considerînd dați parametrii miezurilor și rezitsențele R_d și R, pentru K și ζ aleși în funcție de generatoarele de impuls disponibile în [4] se deduc relații de calcul pentru parametrii buclei de transfer, C, N_1 și N_2, după cum urmează:

$$C=\frac{S_w}{2H_0R} \tag{8}$$

$$N_1=\sqrt{[(\zeta-1)^2-4]\frac{S_wlR}{8AB_r}} \tag{9}$$

$$N_1N_2=\frac{2(\zeta+1)\left(1+\frac{R_d}{R}K\right)}{K-\delta}\cdot\frac{S_wlR}{8AB_r}. \tag{10}$$

În [4] se arată că funcționarea stabilă a registrului este posibilă, numai la dimensionare în baza relațiilor (7), (8), (9) și (10). În caz contrar relațiile date în [1] și [4], pentru timpul de comutare τ_{n+1} al miezului $n+1$ și pentru tensiunea $u_c(\tau_{n+1})$, care reprezintă tensiunea pe condensator în momentul în care procesul de comutare la miezul $n+1$ s-a încheiat, nu au sens.

De menționat că în [1] și [4], deducerea expresiilor pentru mărimile τ_n, τ_{n+1}, $u_c(\tau_n)$ și $u_c(\tau_{n+1})$, se sprijină pe aproximația ca atît la încărcare cît și la descărcare, tensiunea u_c pe condensator variază liniar în timp, iar curenții i_1 și i_2 prin condensator sînt constanți.

2. INTEGRAREA NUMERICA A ECUAȚIILOR DIFERENȚIALE

Pentru a se putea trece la integrarea numerică a ecuațiilor diferențiale, este necesar ca în prealabil să se rezolve următoarele probleme:

a) Punerea ecuațiilor diferențiale de integrat, în forma dată în matematică, pentru ecuațiile diferențiale ce se pretează la integrări numerice, prin metoda Ruge-Kutta:

$$\frac{dy}{dt} = f(t, y). \tag{11}$$

La încărcarea condensatorului C, prin comutarea miezurilor din starea $-B_r$ în $+B_r$ se deduce curentul i_2 din (4) în forma:

$$i_2 = \frac{l}{N_2}\left(H_a - \frac{1}{r_m\left(1-\frac{B_n^2}{B_s^2}\right)}\frac{dB_n}{dt}\right) \tag{12}$$

în care s-a notat $H_m - H_0 = H_a$.

Substituind (12) în (3) rezultă ecuația diferențială pentru $B_n(t)$, similară cu (11):

$$\frac{dB_n}{dt} = \frac{\frac{lR_dH_a}{N_2} + \frac{lH_a}{CN_2}t - \frac{lS_w}{2CN_2} - \frac{lB_s}{CN_2r_m}A\,\mathrm{th}\frac{B_n}{B_s}}{AN_2 + \frac{lR_d}{N_2r_m\left(1-\frac{B_n^2}{B_s^2}\right)}}. \tag{13}$$

Din (12) se deduce:

$$u_c(t) = \frac{l}{CN_2}H_at - \frac{lS_w}{2CN_2} - \frac{l}{CN_2}\frac{B_s}{r_m}A\,\mathrm{th}\frac{B_n}{B_s}. \tag{14}$$

Datele obținute la calculator pentru funcția $B_n(t)$, se vor introduce pe baza unui program adecvat, în relațiile (12), (13), (14) pentru a se obține simultan funcțiile $\frac{dB_n}{dt}(t)$, $u_c(t)$ și $i_2(t)$.

Pentru analiza procesului de comutare a miezului $n+1$, prin descărcarea condensatorului C, din ecuația (6) se deduce curentul de descărcare:

$$i_1 = \frac{l}{N_1}\left(H_0 + \frac{1}{r_m\left(1-\frac{B_{n+1}^2}{B_s^2}\right)}\frac{dB_{n+1}}{dt}\right). \tag{15}$$

Substituind (15) în (5) se deduce ecauţia diferenţială de tipul (11), pentru $B_{n+1}(t)$:

$$\frac{dB_{n+1}}{dt} = \frac{u_c(\tau_n) - \frac{lH_0}{CH_1}t - \frac{lS_w}{2N_1C} - \frac{lB_s}{N_1Cr_m}A\,\text{th}\,\frac{B_{n+1}}{B_s} - \frac{RlH_0}{N_1}}{AN_1 + \frac{Rl}{N_1}\cdot\frac{1}{r_m\left(1-\frac{B_{n+1}^2}{B_s^2}\right)}} \tag{16}$$

Fiind dată relaţia (15) se deduce tensiunea la bornele condensatotului $u_c(t)$, pe timpul descărcării:

$$u_c(t) = u_c(\tau_n) - \frac{lH_0t}{N_1C} - \frac{lS_w}{2N_1C} - \frac{lB_s}{N_1Cr_m}A\,\text{th}\,\frac{B_{n+1}}{B_s}. \tag{17}$$

De remarcat că ecuaţiile (15), (17) sînt valabile numai în intervalul de timp $0 \leqslant t \leqslant \tau_{n+1}$, ceea ce însemnează că integrarea se va opri la $t = \tau_{n+1}$ respectiv cînd $B_{n+1} = +B_r$. Ca şi în cazul precedent se obţin de la calculator curbele

$$B_{n+1}(t), \quad \frac{dB_{n+1}}{dt}(t), \quad u_c(t) \quad \text{şi} \quad i_1(t).$$

Tensiunea $u_c(\tau_n)$ din (17), se deduce din curba ce corespunde ecuaţiei (14), pentru $B_n = +B_r$.

b) Stabilirea pasului de integrare h^{sec}, astfel încît să se asigure integrarea ecuaţiilor (13) şi (16) cu precizie cît mai ridicată.

În acest scop este indicat să se ţină seama de procesul de comutare fără sarcină a unui miez de ferită. Astfel în acest caz timpul de comutare este cunoscut pentru H_a dat:

$$\tau_0 = \frac{S_w}{H_m - H_0} = \frac{S_w}{H_a}. \tag{18}$$

Impunînd ca la comutarea în gol a miezului curba $B(t)$ să fie obţinută prin n_0 puncte, rezultă:

$$h_0 = \frac{\tau_0}{n_0}.$$

Avînd în vedere că la comutarea miezului n în sarcină, la acelaşi cîmp H_a, $\tau_n > \tau_0$, precizia de integrare este suficientă dacă se alege $h = h_0$.

c) Stabilirea coeficienţilor numerici în ecuaţiile (12) – (17), pe baza relaţiilor (7) – (10) care asigură determinarea parametrilor schemei, astfel ca transmiterea informaţiei de la miezul n la $n+1$, să fie posibilă.

3. REZULTATE EXPERIMENTALE ŞI DE CALCUL

Considerăm miezurile n şi $n+1$ identice, avînd parametrii:

$A=0{,}6\cdot10^{-6}\text{m}^2$ $\quad S_w=60\cdot10^{-6}\text{Cb/m}$

$l=0{,}785\cdot10^{-2}\text{m}$ $\quad r_m=18\,000\ \Omega/\text{m}$

$B_r=0{,}27$ Te $\quad H_0=90$ A/m

$B_s=0{,}29$ Te

Se adoptă dioda D şi cheia K_2, cu $R_d=35\ \Omega$ şi respectiv $R=40\ \Omega$.

Alegînd $\zeta=6$ şi $K=4$ se calculează $N_1=17{,}5$ spire, $N_2=30{,}8$ spire. Se adoptă $N_1=17$ spire şi $N_2=28$ spire şi se recalculează din (10), raportul K necesar funcţionării registrului $-K=4{,}4$.

Din (8) rezultă capacitatea $C=8{,}34\cdot10^{-9}$F. S-a adoptat, $C=12\cdot10^{-9}$F.

Valorile cîmpului H_a s-au ales de 292, 360, 435, 540 A/m, cunoscînd că pentru $H_a\cong KH_0=396$ A/m este posibilă funcţionarea registrului.

Pasul de integrare a fost ales $h=0{,}02\cdot10^{-6}$ sec, avînd în vedere că la $H_a=$ $=540$ A/m, $\tau_0=0{,}1\cdot10^{-6}$ sec, $n_0=5$. Pentru $\tau_n>\tau_0$ verifică $n>n_0$.

Curbele obţinute de la calculator în formă de tabele s-au trasat în figurile 1 a şi $b\div4$ a şi b. S-au notat cu indicele a figurile ce conţin curbele corespunzătoare încărcării condensatorului prin comutarea miezului n, iar cu b, curbele corespunzătoare comutării miezului $n+1$ prin descărcarea condensatorului. În figurile notate cu a, în locul funcţiei $\frac{dB_n}{dt}(t)$ s-a introdus $u_2(t)=$ $=AN_2\frac{dB_n}{dt}(t)$, iar în cele notate cu b în locul funcţiei $\frac{dB_{n+1}}{dt}$, s-a introdus $u_1(t)=$ $=AN_1\frac{dB_{n+1}}{dt}(t)$, pentru faptul că u_2 şi u_1 se determină experimental.

Realizînd registrul cu parametrii menţionaţi mai sus, se constată că funcţionarea este asigurată pentru $H_a=435$ A/m ($K=4{,}83$).

Sporirea valorii limită a raportului K de la 4,4 la 4,83 se datoreşte adoptării capacităţii C, diferită de cea calculată.

Diversele mărimi vizualizate la osciloscop sînt redate în oscilogramele 1–8.

IV. CONCLUZII

Considerînd că miezurile n şi $n+1$, şi-au încheiat comutarea atunci cînd inducţia magnetică atinge valoarea $+B_r$, din curbele trasate în fig. 3 a şi b, şi fig. 4 a şi b se determină τ_n, τ_{n+1}, $u_c(\tau_n)$ şi valorile de palier ale impulsurilor curenţilor prin condensator la încărcare şi descărcare. În tabelul de mai jos se dau aceste valori, însoţite de rezultatele experimentale şi de abaterea procentuală β, calculată în raport cu experienţa.

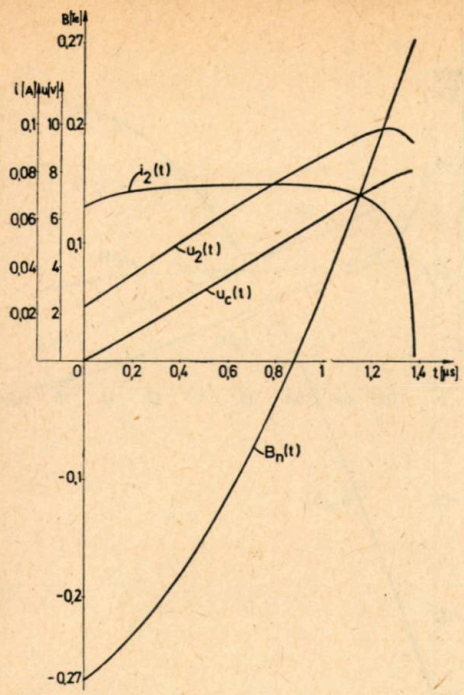


Fig. 1 *a*. Comutarea miezului n la H_a=292 A/m.

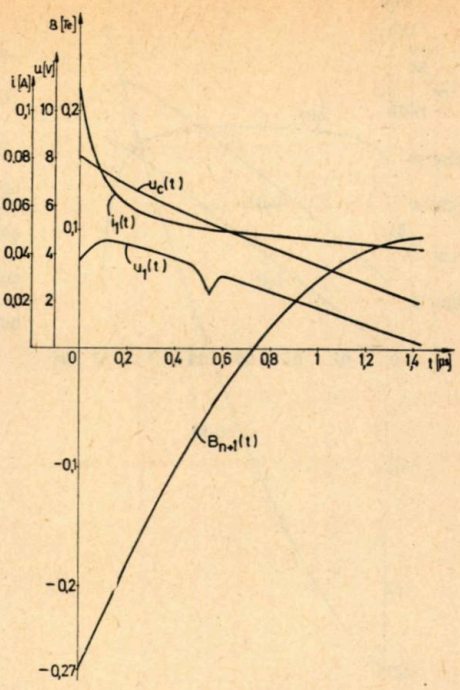


Fig. 1 *b*. Comutarea miezului $n+1$ la H_a=292 A/m.

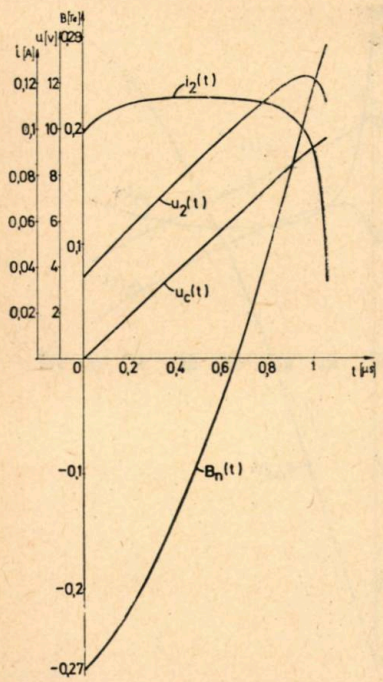


Fig. 2 *a*. Comutarea miezului n la H_a=360 A/m.

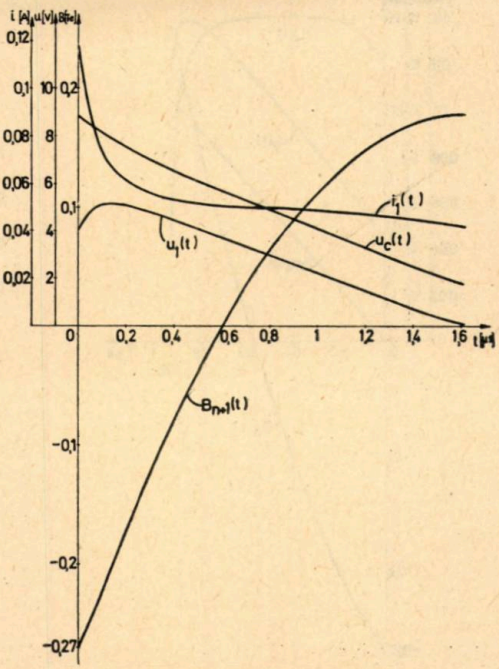


Fig. 2 *b*. Comutarea miezului $n+1$ la H_a=360 A/m.

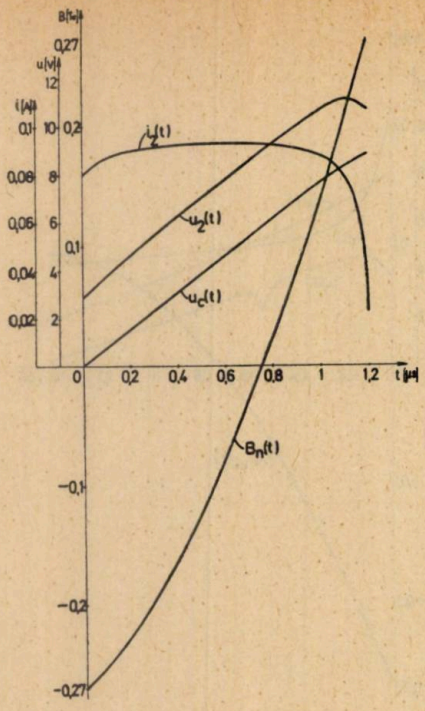


Fig. 3 *a*. Comutarea miezului n la H_a=435 H/m.

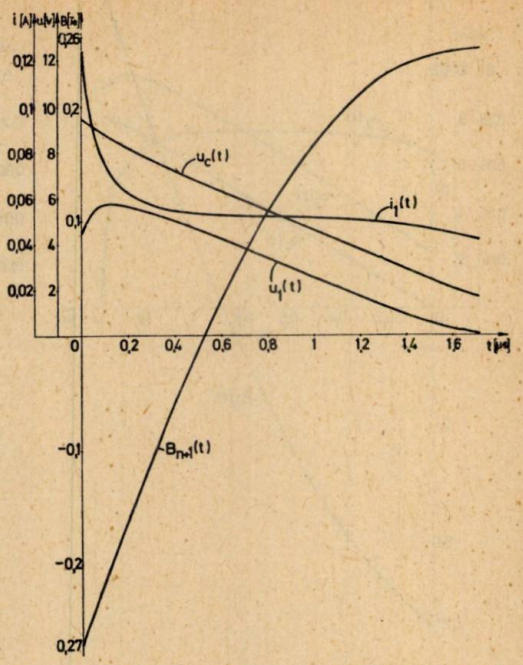


Fig. 3 *b*. Comutarea miezului $n+1$ la H_a=435 H/m.

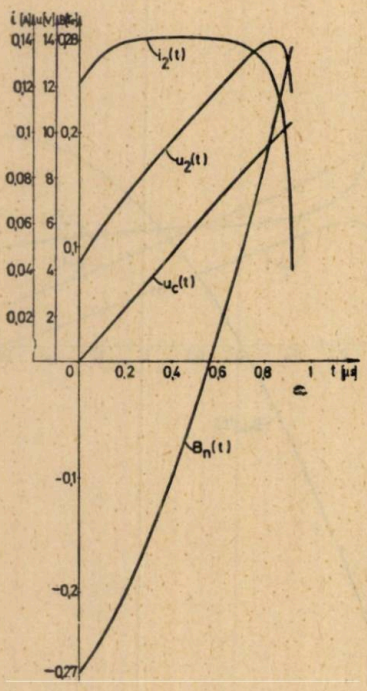


Fig. 4 *a*. Comutarea miezului n la H_a=540 A/m.

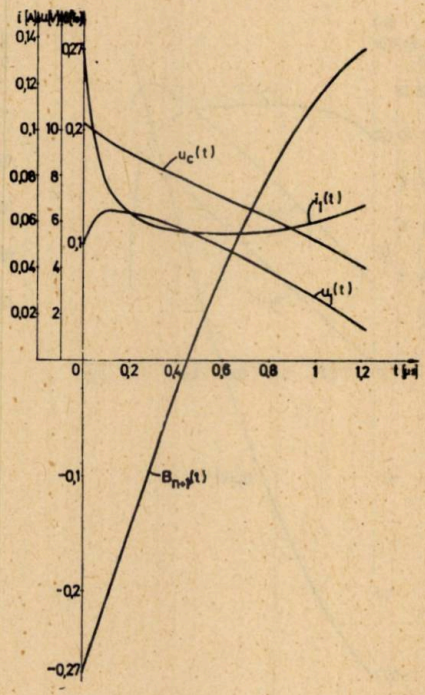
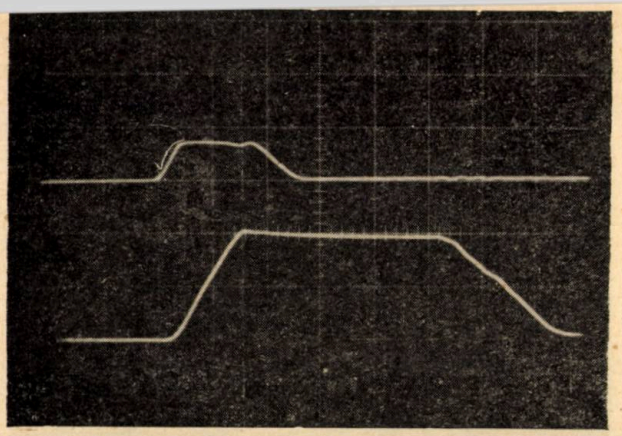
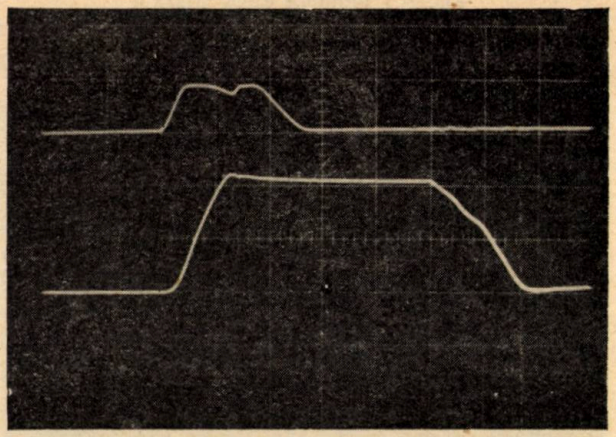


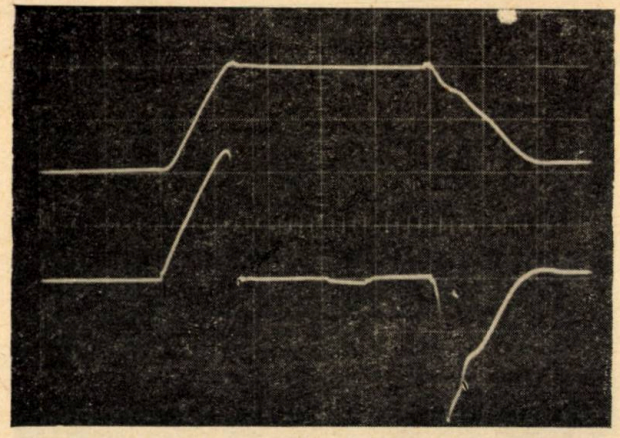
Fig. 4 *b*. Comutarea miezului $n+1$ la H_a=540 A/m.



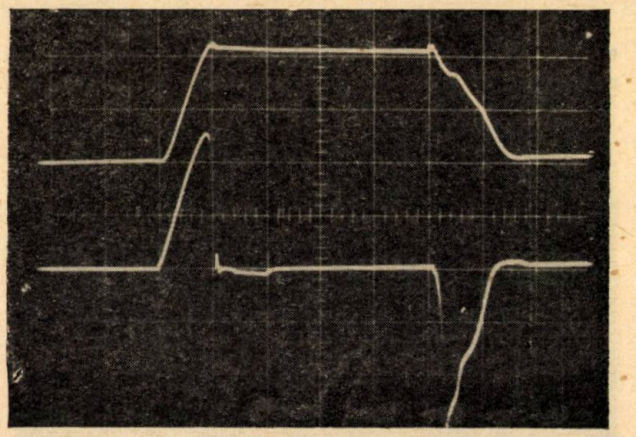
Oscilograma 1. H_a=435 A/m: sus i_T — scara 0,565 A/div; jos $u_c(t)$ — scara 5 V/div, scara timpului 1 μs/div.



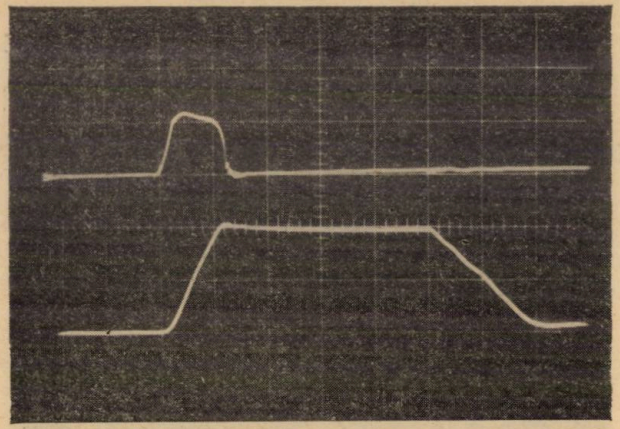
Oscilograma 2. H_a=540 A/m; sus i_T — scara 0,565 A/div jos $u_c(t)$ — scara 5 V/div, scara timpului 1 μs/div



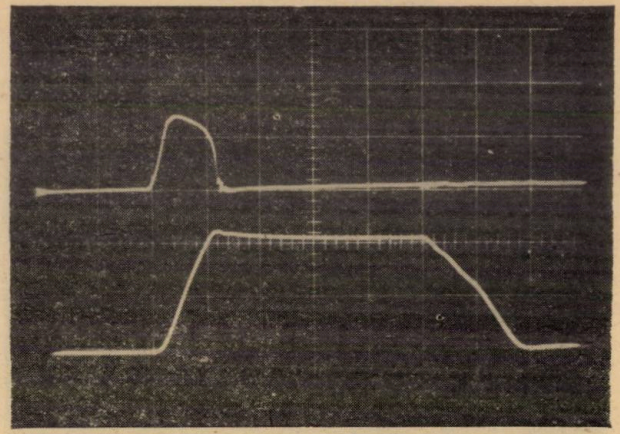
Oscilograma 3. H = 435 A/m: sus $u_c(t)$ — scara 5 V/div; jos impulsuri $AN_2 \frac{dB_n}{dt}$ la un ciclu complet — scara 5 V/div. scara timpului 1 μs/div.



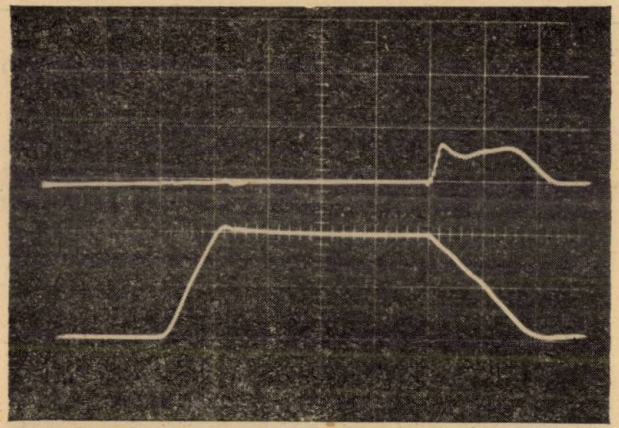
Oscilograma 4. H_a=540 A/m: sus $u_c(t)$ — scara 5 V/div; jos impulsuri $AN_2 \frac{dB_n}{dt}$ la un ciclu complet—scara 5 V/div. scara timpului 1 μs/div.



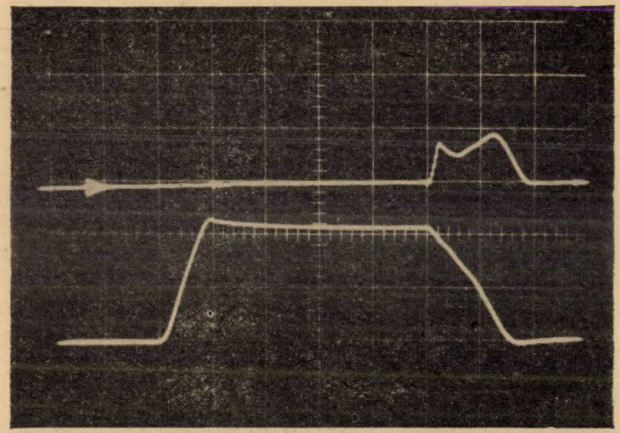
Oscilograma 5. $H_a = 435$ A/m: sus, $i_2(t)$ la încărcarea condensatorului — scara 0,1175 A/div; jos $u_c(t)$ — scara 5 V/div, scara timpului 1 μs/div.



Oscilograma 6. $H_a = 540$ A/m: sus, $i_2(t)$ la încărcarea condensatorului — scara 0,1175 A/div, jos $u_c(t)$ — scara 5 V/div, scara timpului 1 μs/div.



Oscilograma 7. $H_a = 435$ A/m: sus, $i_1(t)$, la descărcarea condensatorului C — scara 0,1175 A/div; jos $u_c(t)$ scara 5 V/div, scara timpului 1 μs/div.



Oscilograma 8. $H_a = 540$ A/m: sus, $i_1(t)$, la descărcarea condensatorului C — scara 0,1175 A/div; jos $u_c(t)$ scara 5 V/div, scara timpului 1 μs/div.

Nr. crt.	H_a [A/m]	$u_c(\tau_n)$ [V]			τ_n [μs			τ_{n+1} [μs]			i_{2m} [A]			i_{1m} [A]		
		Calc.	Exp.	β	Calc.	Exp.		Calc.	Exp.	β	Calc.	Exp.	β	Calc.	Exp.	β
1	435	9,5	10	−5	1,06	1,2	−11,7	1,72	1,8	−4,45	0,113	0,120	−5,8	0,047	0,059	−20
2	540	10,3	10,7	−3,74	0,92	1	−8	1,22	1,3	−6,15	0,141	0,153	−7,8	0,055	—	—

Din tabel rezultă că abaterile rezultatelor obținute, sînt mici și deci se confirmă justețea rezultatelor metodei analitice aproximative în ceea ce privește calculul parametrilor schemei. Aportul esențial, adus însă de metoda numerică în studiul circuitului, constă în faptul că dă posibilitatea să se determine variația în timp a inducției B și a derivației sale $\frac{dB}{dt}$, în miez, a tensiunii și curentului la condensatorul C, putîndu-se astfel verifica în ce măsură aproximațiile calculului analitic sînt valabile.

Astfel curbele din fig. 1 *a*, 2 *a*, 3 *a*, 4 *a* și oscilogramele aferente, confirmă faptul că la încărcarea condensatorului C, tensiunea u_c crește liniar în timp, iar curentul de încărcare $i_2(t)$ poate fi aproximat cu un dreptunghi.

Liniaritatea curbelor $u_2(t)$ și $u_c(t)$ la $i_2(t)=$ct din aceleași figuri, confirmă faptul că pe timpul procesului de încărcare a condensatorului C, rezistența R_d a diodei, este aproximativ constantă, exceptînd finalul procesului.

Curbele $u_2(t)$ și oscilogramele indică faptul că $u_2(t)$ respectiv $\frac{dB_n}{dt}$, prezintă un maxim, pentru o inducție B_n apropiată de $+B_r$ și nu la $B_n=0$ așa cum la prima vedere ar rezulta din ecuația (4), pentru $i_2=$const. Curba $B_n(t)$ nu este simetrică în raport cu $B_n=0$ respectiv în raport cu $t=\frac{\tau_n}{2}$, așa cum se aproximează în calculele analitice [1], [4].

În ceea ce privește procesul de descărcare se constată din fig. 1*b*, 2*b*, 3*b*, 4*b* și oscilogramele aferente, că în miezul $n+1$ apare $\frac{dB_{n+1}}{dt}$ max. pentru valori negative ale inducției B_{n+1}, iar curentul $i_1(t)$ de descărcare se abate de la forma dreptunghiulară. Dacă în calcule se admite că cheia K_2, se închide instantaneu, experiența arată că acest proces se desfășoară în circa 0,2 μs ceea ce face ca aproximația $R=$const. să fie mai puțin exactă.

În fig. 3*b* se vede că pentru $H_a=435$ A/m miezul $n+1$ comută la valoarea finală a inducției $B_{n+1}\simeq 0{,}25$Te și cu toate acestea tensiunile induse la reluarea ciclului sînt suficiente pentru ca registrul să păstreze informația. Pentru $H_a=292$ și 360 A/m, valorile finale ale inducției B_{n+1}, de 0,09 și respectiv 0,18 Te sînt prea mici pentru a asigura menținerea informației în registru.

Limitîndu-ne la aceste observații mai importante, se poate trage concluzia că integrarea numerică a ecuațiilor diferențiale pentru registrul de de-

plasare monotact cu ferite, completează datele obţinute prin metoda de integrare analitică aproximativă, dînd posibilitatea să se facă aprecieri asupra relaţiilor de calcul deduse analitic, relaţii ce urmează a fi folosite în proiectarea curentă a acestor circuite.

BIBLIOGRAFIE

1. A. I. Kuznețov, Iu. M. Samaev, K Analizu i sintezu shem, soderjaschih magnitnîe serdeciniki s priamouglinoi petlei ghisterezisa i reactivnîe elementî. Trudî M.E.I. Vpusc LX. ciosti 1. Moscva 1965.
2. A. I. Prigorov, Iu. M. Samaev, *Magnitnîe serdeciniki v avtomatike i vicislitelnînoi tehnike.* „Energhia" Moscva 1967.
3. G. N. Golovțeva, Rascet perehodnogo protessa v țepi s ferritom na T.V.M. Analiz electriceschih țepei i electromagnitnîh sistem Izd „Naukova Dumka" Kiev 1967.

ЧИСЛЕННОЕ ИНТЕГРИРОВАНИЕ КАК ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЙ МЕТОД АНАЛИЗА ОДНОТАКТНЫХ ФЕРРИТОВЫХ СДВИГАЮЩИХ РЕГИСТРОВ

(РЕЗЮМЕ)

Начиная с изложения выгод из невыгод приближенного аналитического интегрирования дифференциальных уравнений описывающих прогрессы переключения однотактных ферритовых сдвигающих регистров, в работе показана полезность пополнения анализа этих цепей данными, полученными численным интегрированием.

Этим решается вопрос расчетного определения формы импульсов получаемых такими схемами.

L'INTÉGRATION NUMÉRIQUE MÉTHODE COMPLÉMENTAIRE D'ANALYSE DES RÉGISTRES DE DÉPLACEMENT MONOPHASÉ À FERRITES

(RESUMÉ)

A partir de la présentation des avantages et des inconvénients qui interviennent à l'intégration analytique approximative des équations différentielles qui décrivent les processus de commutation dans les registres de déplacement monophasé à ferrites on montre dans le travail l'utilité de compléter l'analyse de ces circuits-ci avec les données obtenues par l'intégration numérique.

On arrive à résondre de cette manière le problème de la détermination par calcul de la forme des impulsions obtenues dans des schémas pareils.

STUDIUL INFLUENȚEI UNOR PARAMETRII AI SCHEMEI, ASUPRA VALORII SUPRATENSIUNILOR CE APAR LA DECONECTAREA LINIILOR IN GOL

DE

V. NEGRU

Lucrarea de față sintetizează o seamă de rezultate, contribuții originale ale autorului, privind influența diferiților parametri ai schemei asupra procesului tranzitoriu care însoțește deconectarea liniilor de înaltă tensiune în gol.

Rezultatele cunoscute din literatură, obținute cu precădere pe cale experimentală, nu permit întotdeauna stabilirea unor dependențe certe privind influența diferiților parametri ai schemei asupra dezvoltării procesului tranzitoriu. Astfel, date contradictorii există atît cu privire la influența lungimii liniei deconectate asupra valorii de amplitudine a supratensiunilor, cît și în ceea ce privește influența altor linii în gol, conectate la aceleași bare. În primul caz unii autori [1], susțin că supratensiunile sînt cu atît mai periculoase cu cît lungimea liniei deconectate crește, în timp ce alții [2], [3], apreciază că ordinul de multiplicitate al acestora are tendința generală de a se micșora o dată cu creșterea lungimii liniei deconectate. Referitor la influența altor linii în gol, în unele lucrări [4] se susține că prezența acestora duce la micșorarea supratensiunilor, în timp ce în altele se afirmă că această influență depinde de puterea sistemului [5] sau de raportul dintre lungimile celor două linii. Puțin studiată este de asemenea și influența puterii sursei și a fazei tensiunii acesteia, la care are loc reaprinderea arcului electric în întrerupător.

Ținînd seama de cele de mai sus, în lucrarea de față sînt prezentate rezultatele obținute privind influența acestor factori, asupra valorii supratensiunilor.

METODA DE STUDIU

Fenomenul s-a tratat analitic, adoptînd pentru calcul metoda reflexiilor succesive, metodă care prezintă avantajul că soluția nu se obține prin suprapunere de armonici și deci exactitatea ei nu depinde de numărul armonicilor luate în considerare.

În calcule s-a presupus că puterea sistemului este infinită astfel încît, în cazul general, schema echivalentă de calcul este cea din fig. 1 *a*, unde X_0 reprezintă reactanța de dispersie a transformatorului.

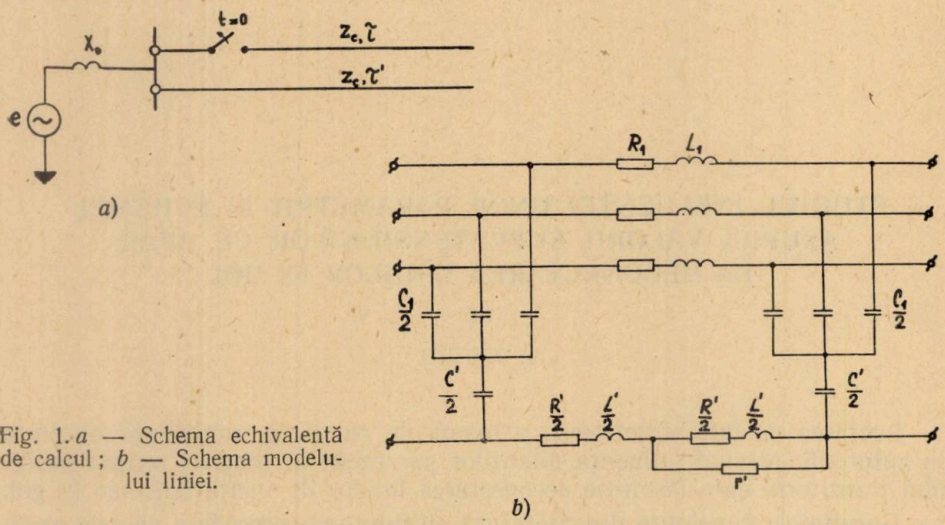


Fig. 1. *a* — Schema echivalentă de calcul; *b* — Schema modelului liniei.

Neglijînd conductanța liniei și presupunînd că stingerea arcului electric în întrerupător are loc în momentul în care tensiunea sursei obține valoarea maximă negativă, ecuația generală a undelor ce se formează la începutul liniei [6], poate fi scrisă sub forma:

$$V_k^*(p) = \left(\frac{V_{rem}^*}{p} + \frac{p}{p^2+\omega^2}\right)\left(1-\frac{2}{pT+\delta}\right)^k \frac{1}{pT+\delta}, \quad k=0,\ 1,\ 2,\ \ldots \qquad (1)$$

unde: $\delta = 1 + R/Z_c$, R fiind rezistența liniei,

$T = L_0/Z_c$, este constanta de timp a fenomenului,

V_{rem}^* = tensiunea remanentă pe linie, a cărei expresie este:

$$V_{rem}^* = \frac{1}{\omega\tau\,(\operatorname{ctg}\omega\tau - X_0^*)}. \qquad (2)$$

La alegerea metodei de calcul s-a avut de asemenea în vedere posibilitatea transpunerii ei ușoare pentru efectuarea calculelor cu ajutorul mașinilor electronice numerice. Calculele s-au efectuat utilizînd metodica propusă de Barthold și Karter [7], folosind matricele coeficienților de reflexie și a timpilor de propagare în lungul liniilor.

Pentru efectuarea calculelor la mașina cifrică, conform metodicii amintite, reactanța de dispersie a transformatorului a fost înlocuită cu o linie echivalentă fără pierderi, cu lungimea $l_e = 15$ km, lungime determinată în așa fel încît timpul de propagare în lungul acesteia $\tau_e = 50$ μs, să fie mai mic decît cea mai mică valoare a constantei de timp a fenomenului ($T = 159$ μs, corespunzătoare celei mai mici valori a reactanței de dispersie, $X_0^* = 0{,}05$, adoptată în cal-

cule), ceea ce concomitent cu alegerea corespunzătoare a numărului de pași a soluției, asigură o precizie ridicată a rezultatelor obținute; din acest punct de vedere, calculul diferitelor variante s-a extins pe o durată de 5000 μs, egală cu un sfert de perioadă a tensiunii de frecvență industrială, interval în care, pentru diferite valori ale parametrilor schemei, oscilațiile de înaltă frecvență trec cel puțin de două ori prin zero. Baza pentru intervalul de timp a fost luată $t_b = \tau_e = 50$ μs, așa încît numărul pașilor a rezultat egal cu 100.

Pentru calculele practice tensiunea sinusoidală a sursei a fost înlocuită cu o curbă în trepte, durata fiecărei trepte fiind de 250 μs, ceea ce corespunde unui unghi de fază de 4° 30′. Pentru a stabili influența fazei reaprinderii arcului electric, aplicarea tensiunii s-a făcut începînd cu treapta corespunzătoare valorii dorite a unghiului de fază.

Pentru a evidenția influența lungimii liniei deconectate sau a altor linii în gol care pleacă de la aceleași bare, modificarea acesteia s-a realizat prin valori multipli întregi ai lungimii $l_e = 15$ km.

Partea experimentală a lucrării s-a efectuat pe un model fizic destinat studiului supratensiunilor de comutație în sistemele de 110–220 kV, realizat sub forma unui lanț de cuadripoli (fig. 1, *b*). Parametrii de secvență omopolară s-au modelat prin introducerea în conductorul de nul a unei impedanțe suplimentare

$$Z' = \frac{1}{m_z} \cdot \frac{Z_0 - Z_1}{3} \qquad (3)$$

unde m_z este scara impedanțelor aleasă în cazul de față egală cu unitatea. Rezistența activă $r' = 15\ \Omega$ modelează creșterea rezistenței de secvență omopolară cu creșterea frecvenței.

REZULTATELE CALCULELOR

În fig. 2 sînt reprezentate rezultatele analitice și experimentale privind dependența ordinului de multiplicitate K al supratensiunilor în funcție de lungimea liniei deconectate și valoarea reactanței de dispersie a transformatorului, pentru o valoare a fazei tensiunii sursei în momentul reaprinderii arcului $\varphi = 90°$.

Se observă că pentru lungimi ale liniei cuprinse între 45 și 405 km și pentru valori ale reactanței de dispersie variind de la 0,05 la 0,40 u.r., valorile maxime ale supratensiunilor se micșorează la începutul liniei de la 2,9 U_f la 2,2 U_f și cresc la sfîrșitul ei (cu excepția curbei corespunzătoare valorii $X_0^* = 0{,}05$), de la 3,1 U_f la 3,8 U_f, o dată cu creșterea lungimii liniei. Modificările sînt mai evidente pentru valorile mai mari ale reactanței de dispersie; cu creșterea acesteia din urmă, respectiv cu micșorarea puterii transformatorului, ordinul de multiplicitate al supratensiunilor crește la începutul liniei și se micșorează la sfîrșitul ei între limitele mai sus menționate.

Se observă din diagrame că rezultatele experimentale au condus la valori mai mici ale supratensiunilor ca urmare a influenței amortizării, de care nu s-a ținut seama în calcule.

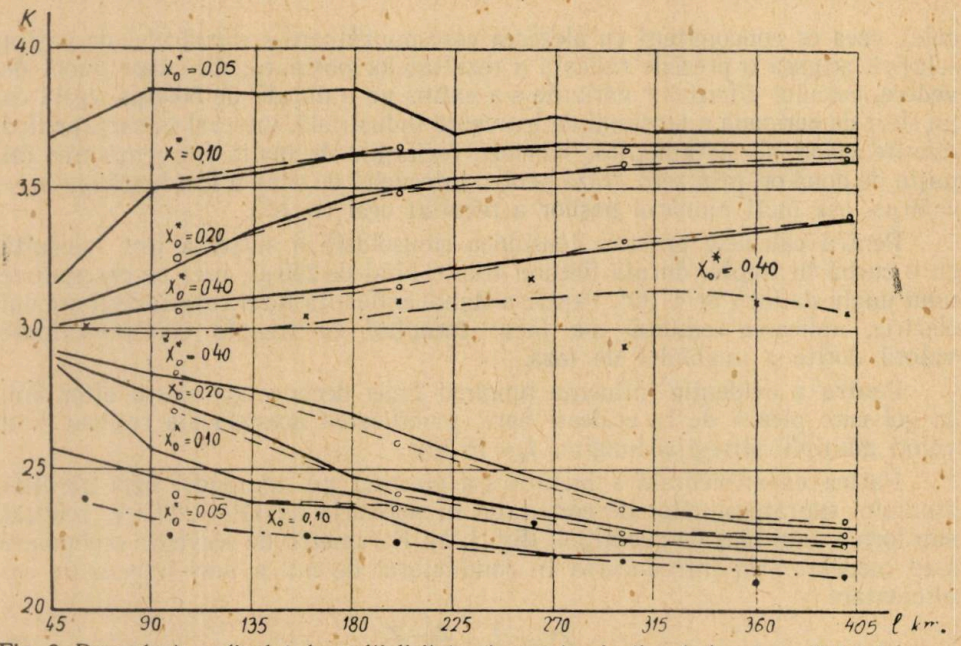


Fig. 2. Dependența ordinului de multiplicitate al supratensiunilor de lungimea liniei deconectate și reactanța de dispersie a transformatorului :

———— calcul la mașina cifrică; — — — — calcul analitic.
—.—.—.— rezultate experimentale.

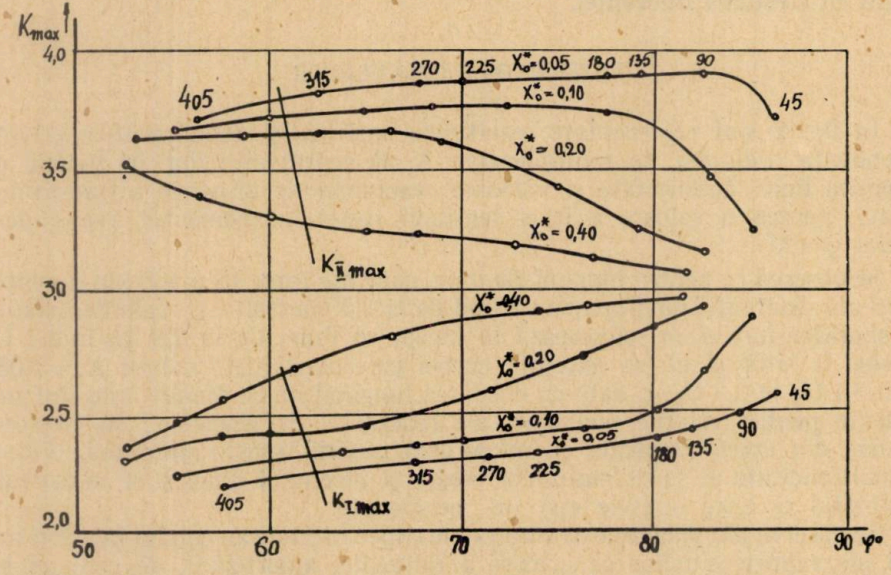


Fig. 3. Dependența valorii maxime a supratensiunilor de faza reaprinderii arcului electric.

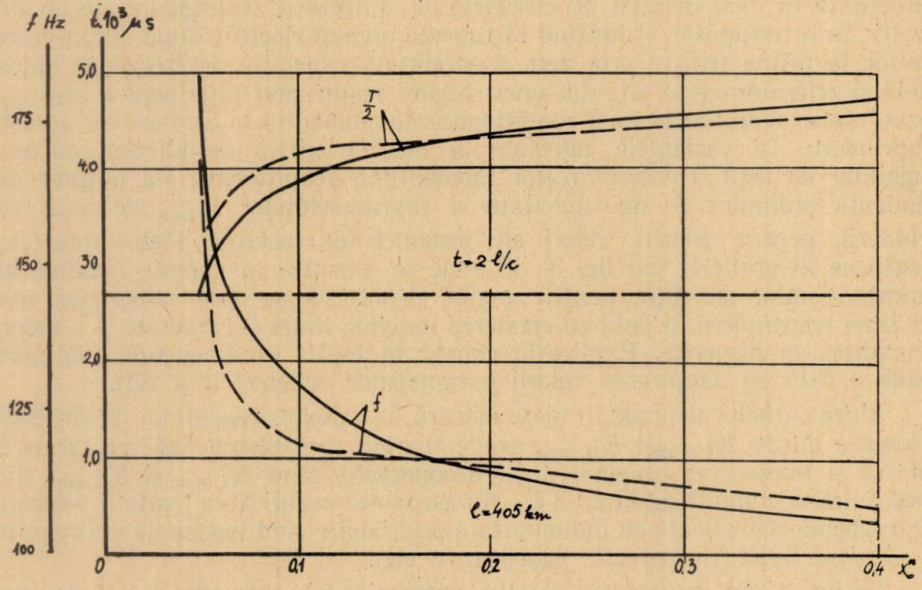
Dezvoltarea procesului tranzitoriu, condiționat de deconectarea liniei, este influențată în mod esențial de procesele de stingere și reaprindere ale arcului electric în întrerupător. Admițînd că ruperea arcului electric, după deconectare, are loc la prima trecere prin zero a curentului capacitiv de frecvență industrială și referindu-ne la situația unei singure reaprinderi ulterioare a acestuia, dezvoltarea fenomenului va fi condiționată de momentul în care are loc această reaprindere. În variantele calculate la mașina cifrică modificînd valoarea unghiului de fază φ corespunzător momentului reaprinderii, s-a obținut dependența ordinului de multiplicitate al supratensiunilor K_{max} de faza reaprinderii, pentru diferite valori ale parametrilor schemei. Rezultatele sînt transpuse în graficele din fig. 3, de unde se constată că valorile maxime ale supratensiunilor se obțin pentru $\varphi<90°$ deplasîndu-se spre valori mai mici ale fazei reaprinderii, o dată cu creșterea lungimii liniei deconectate și a valorii reactanței de dispersie. Explicația constă în faptul că frecvența oscilațiilor scade o dată cu micșorarea valorii paramatrilor schemei (l și X_0^*).

Alura curbelor depinde în mare măsură de valoarea reactanței de dispersie, diferența dintre $K_{I\ max}$ și $K_{II\ max}$ scade tinzînd spre zero o dată cu creșterea lui X_0^* și micșorarea lungimii liniei deconectate, cînd $K_{I\ max}$ și $K_{II\ max}$ tind spre o limită comună egală cu $3\ U_f$ (în asemenea cazuri linia poate fi înlocuită cu o schemă echivalentă cu inductivitate neglijabilă, cînd tensiunile la începutul și sfîrșitul liniei sînt practic egale între ele).

În fig. 4 sînt prezentate durata semiperioadei, respectiv frecvența oscilațiilor, funcție de valoarea lui X_0^*, pentru două valori limită ale lungimii liniei. Valoarea semiperioadei oscilațiilor a fost determinată ca intervalul de timp dintre două maxime consecutive, de semn opus. Pe baza rezultatelor obținute se constată că limitele de variație ale frecvenței oscilațiilor ce apar la deconectarea liniilor în gol sînt relativ largi; astfel, prin modificarea lungimii liniei de la 45 la 405 km și a reactanței de dispersie de la 0,05 la 0,40 u.r., frecvența oscilațiilor variază între 1 100 și 100 Hz.

În cazul în care de la aceleași bare pleacă încă o linie în gol, care rămîne în continuare sub tensiune (fig. 1, *a*), după reaprinderea arcului care se presupune că are loc în momentul în care tensiunea sursei obține valoarea maximă pozitivă, apare un proces oscilant de descărcare a uneia din linii peste cealaltă. Calculele s-au efectuat pentru lungimi ale liniei deconectate $l=90$ și 180 km; lungimea celei de a doua linii legate de bare s-a modificat de la 45 la 180 km pentru $l=90$ km și de la 90 la 270 km pentru $l=180$ km. Valoarea reactanței de dispersie a fost în toate cazurile $X_0^*=0{,}20$ u.r. Rezultatele calculelor, efectuate cu ajutorul mașinii cifrice, sînt prezentate în fig. 5 și fig. 6, în funcție de lungimea l' a liniei nedeconectate. Se observă că valoarea supratensiunilor la începutul celor două linii obține un minim pentru o lungime a liniei nedeconectate cuprinsă în domeniul $l \geqslant l' > l/2$; în afara acestui domeniu supratensiunile pot obține valori importante, mai mari chiar decît în cazul în care a doua linie lipsește.

La sfîrșitul liniei deconectate, supratensiunile cresc o dată cu creșterea lungimii liniei nedeconectate pînă la o valoare $l' \cong l/2$, pentru ca în cazurile în care $l' > l$ să se manifeste o micșorare importantă a acestora. La sfîrșitul



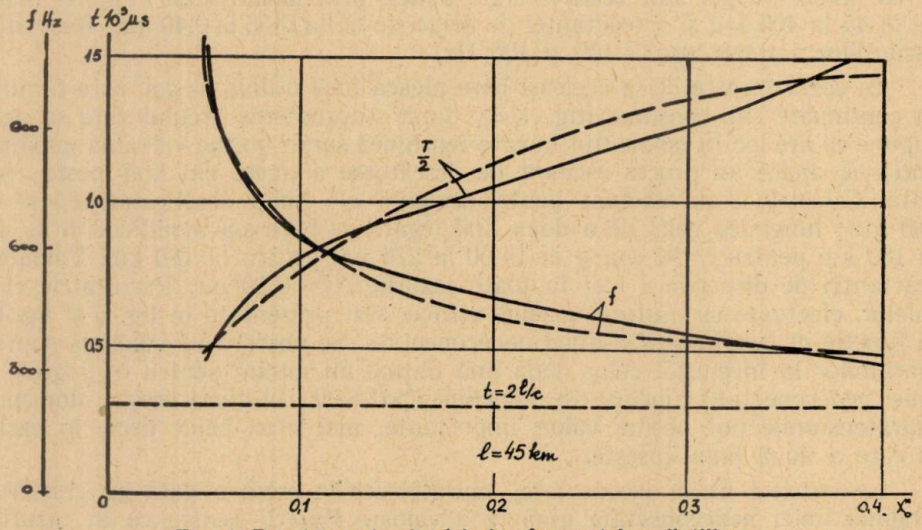


Fig. 4. Durata semiperioadei și a frecvenței oscilațiilor :
———— la începutul liniei; — — — — la sfîrșitul liniei.

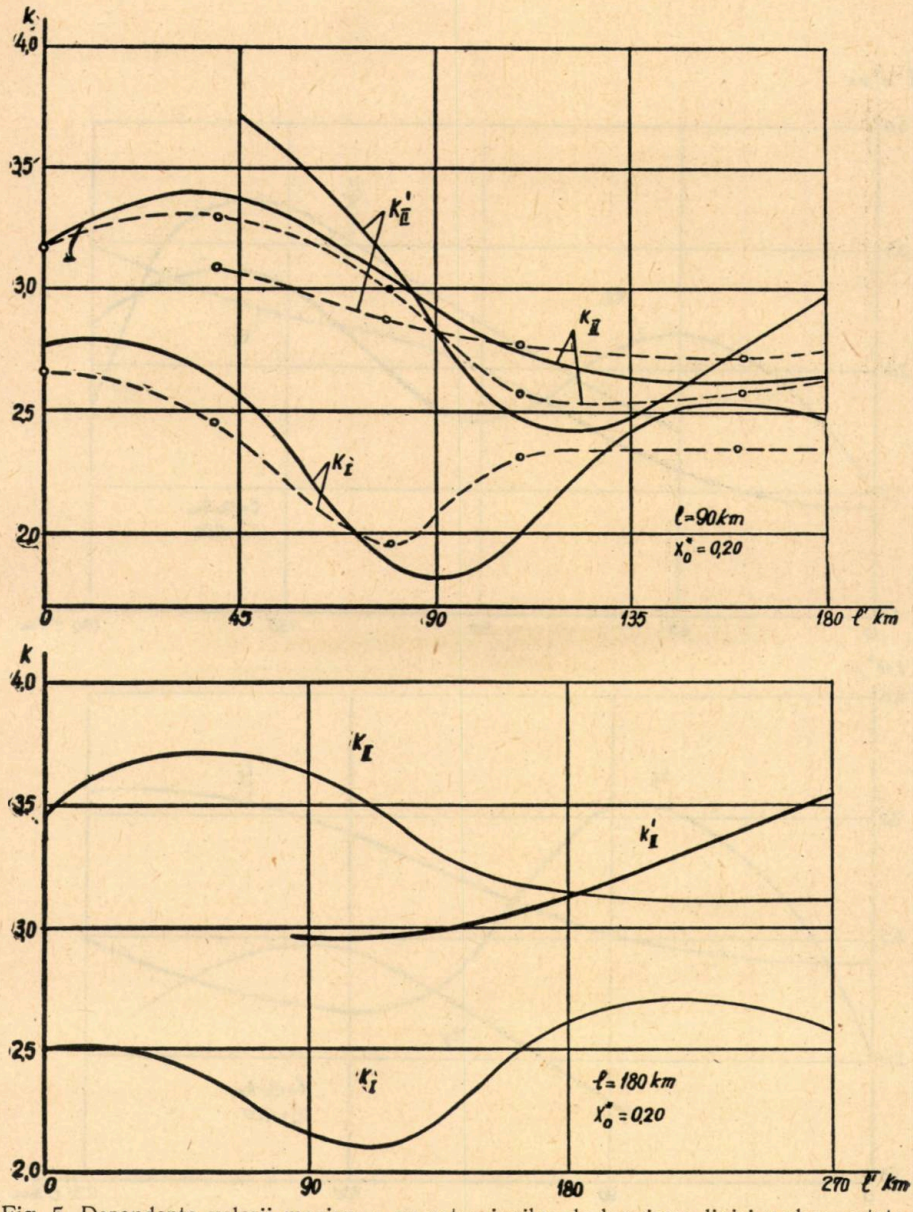


Fig. 5. Dependența valorii maxime a supratensiunilor de lungimea liniei nedeconectate:
———— calcul la mașina cifrică; — — — — rezultate experimentale.

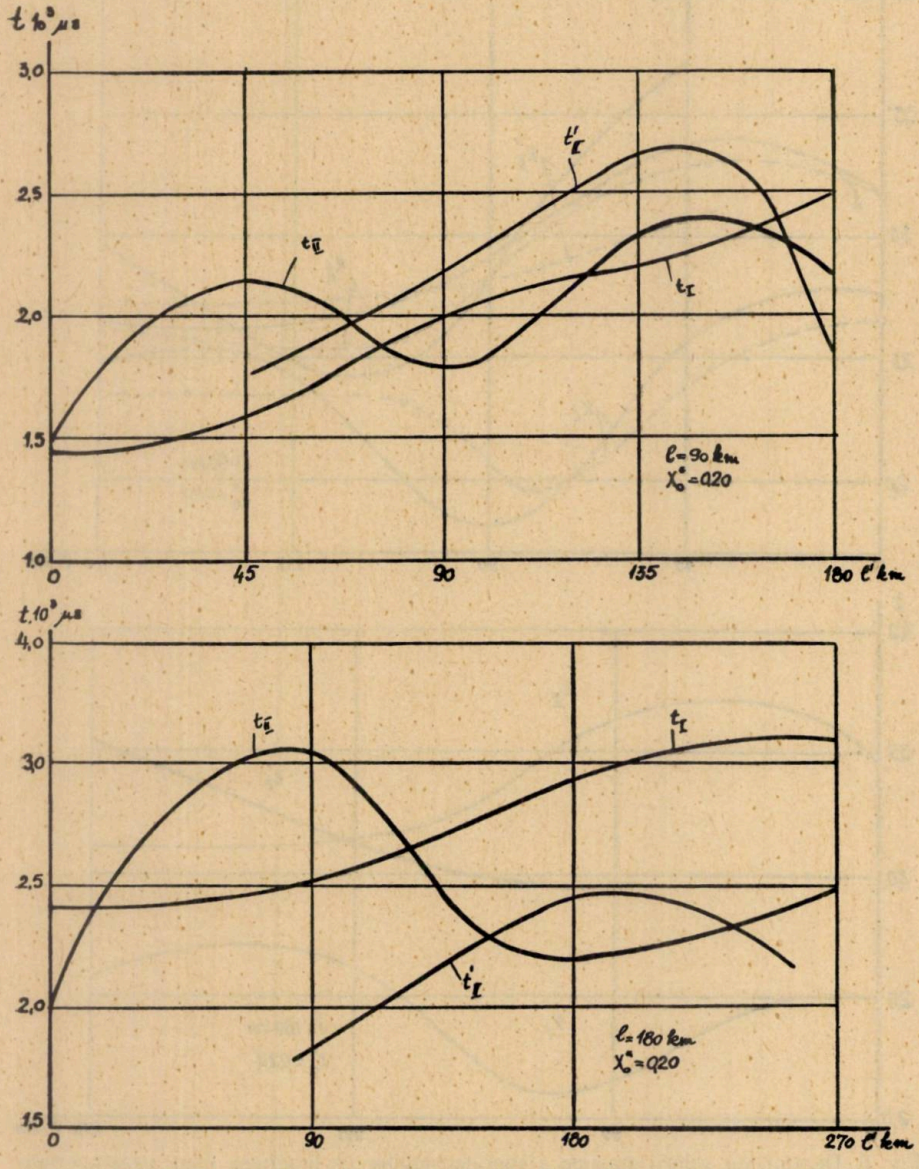


Fig. 6. Durata de creștere a supratensiunii pînă la valoarea maximă.

liniei nedeconectate supratensiunile se modifică în ambele sensuri, putînd obține, pentru anumite lungimi l', valori mai mari decît $(3-3,5)\,U_f$.

Compararea rezultatelor calculelor cu cele obținute pe cale experimentală (curbele prezentate punctat) arată o bună concordanță a acestora. Diferențele care apar sînt condiționate în primul rînd de influența amortizării care în calcule a fost neglijată și în al doilea rînd de valorile puțin diferite ale lungimii liniei deconectate (90 km în calculele la mașina cifrică și 100 km pe model).

În ceea ce privește durata supratensiunilor (fig. 6) apreciată prin intervalul de timp în care ele obțin valoarea maximă, se constată că o dată cu creșterea lungimii l' a liniei nedeconectate în limitele menționate, aceasta crește monoton la începutul liniilor, respectiv se modifică în ambele sensuri la sfîrșitul lor. Se constată însă că, dacă în lipsa celei de a doua linii, intervalul de timp în care supratensiunea crește pînă la valoarea sa maximă era $(2-3)\,\tau$ [4], în prezența ei acest interval este totdeauna mai mare decît 3τ, iar în cazul unor lungimi mici ale liniei deconectate depășește valoarea 5τ.

CONCLUZII

Rezultatele obținute pe baza calculelor efectuate, confirmate pe cale experimentală, conduc la următoarele concluzii:

1. Supratensiunile ce apar la deconectarea liniilor în gol sînt puternic influențate de valorile parametrilor schemei, fiind întotdeauna mai mari la sfîrșitul liniei. Cu atît lungimea liniei deconectate și puterea sursei au valori mai mari, cu cît ordinul de multiplicitate al supratensiunilor crește la sfîrșitul liniei și scade la începutul ei, deplasîndu-se înspre valori mai mici ale fazei reaprinderii arcului electric în întrerupător.

2. Supratensiunile la cele două extremități ale liniei deconectate nu se micșorează întotdeauna atunci cînd la aceleași bare este conectată o a doua linie în gol, așa cum se susține în [4]; micșorarea acestora are loc numai pentru un anumit raport al lungimilor celor două linii.

3. Dacă din punct de vedere al valorii supratensiunilor prezența celei de a doua linii în gol are o influență favorabilă, pentru un anumit raport al lungimilor celor două linii, din punct de vedere al duratei de acțiune a supratensiunilor asupra izolației, ea are întotdeauna un efect nefavorabil, ducînd la creșterea acestei durate.

BIBLIOGRAFIE

1 S. Teszner, E. Maury, M. Perolini, Switching overvoltages means for thein reduction and regulations for circuit Breakers, no. 146, CIGRE, 1954.

2. * * * AIEE Committe Report, Switchnig surges on capacitive circuits, P.A.S., no. 31, 1957.

3. I. B. Johnson, Switching surges and arrester performance on High — Voltage Systems nr. 306, CIGRE, 1958.

4. I. B. Johnson, A. I. Schultz, Switching surge voltages in High-Voltage Stations, Transaction AIEE, 1954, vol. 73.
5. A. I. Dolghinov, Perenapriajenia v elektriceskih sistemah, GEI, Moskva-Leningrad, 1962.
6. V. Negru, Studiul analitic al deconectării unei linii în gol în regim simetric. Buletinul I.P.T., Tom. 14, fasc. 1, 1969.
7. L. O. Barthold, G. K. Karter, Digitale traveling wave-solution, PAS, no. 57, 1961.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ СХЕМЫ НА ВЕЛИЧИНУ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ, ВОЗНИКАЮЩИХ ПРИ ОТКЛЮЧЕНИЯ ХОЛОСТЫХ ЛИНИЙ

(РЕЗЮМЕ)

В работе анализируется влияние основных параметров системы, таких как мощность источника, длина отключаемой линии, фаза повторного зажигания электрической дуги между контактами выключателя, наличие других холостых линий отходящих от шин, на величину перенапряжений, возникающих при отключении холостых линий. На основе результатов расчета, приведены максимальне кратности перенапряжений и характер их изменения в зависимости от изменения параметров схемы.

Приведены также зависмости частоты свободных колебаний системы в переходном режиме, от мощности источника и от длины отключаемой линии.

ÉTUDE SUR L'INFLUENCE DES PARAMÈTRES DU SCHÉMA SUR LA VALEUR DES SURTENSIONS PROVOQUÉES PAR LA DÉCONNECTION DES LIGNES A VIDE

(RESUMÉ)

On étudie les surtensions provoquées par les opérations de déconnection des lignes a vide et l'influence sur leur valeur de certains paramètres du système : la puissance de la source d'alimentation, la longueur de la ligne deconnectée, la phase du reállumage de l'arc entre les contacts de l'interrupteur, la présence d'antres lignes, a vide qui partent des mêmes barres.

A la suite des calculs effectués, on y établit les valeurs maximales de ces surtensions et le mode de variation de celles-ci avec la variation des paramètres du schéma.

On y presénte aussi les courbes de variation de la fréquence propre d'oscillation du système en regime transitorie avec la puissance de la source et la longueur de la ligne déconnectée.

ASUPRA POSIBILITĂȚILOR DE MĂSURARE A ENERGIEI ACTIVE ȘI REACTIVE CU AJUTORUL CONTOARELOR COMPLEXE *

DE

I. PREDA

Puterea activă și reactivă, într-o rețea trifazată cu trei conductoare ce lucrează în regim dezechilibrat de curenți, poate fi măsurată simultan cu ajutorul a două wattmetre monofazate fără nul artificial [4]. Notînd $a, b, \ldots, i$ cele nouă indicații ale wattmetrului monofazat, montat în cele nouă moduri posibile în rețeaua trifazată cu trei conductoare (tab. 1), se măsoară simultan cu două echipaje puterea activă și reactivă, realizînd montajele indicate de relațiile (1) [4]:

Tabelul 1

	I_R	I_S	I_T
U_{RS}	a	b	c
U_{ST}	d	e	f
U_{TR}	g	h	i

$$\frac{P+\sqrt{3}Q}{2}=\begin{cases} d-b \\ c-g; \\ h-f \end{cases} \qquad \frac{P-\sqrt{3}Q}{2}=\begin{cases} i-d \\ e-c \\ a-h \end{cases} \tag{1}$$

Relațiile (1) pot fi deduse și din schema Righi [1], [2], [3], [4] care permite cu trei echipaje măsurarea atît a puterii active cît și a celei reactive.

În literatură este cunoscută schema Aron de măsurare a puterii active cu două echipaje. Conform tab. 1, ea poate măsura puterea activă în variantele date de relația (2):

$$P=\begin{cases} a-f \\ i-b \\ e-g \end{cases} \tag{2}$$

Deci cu patru echipaje, fără a folosi neutru artificial poate fi măsurată atît puterea activă cît și cea reactivă conform relațiilor (3):

$$P=a-f; \quad \sqrt{3}Q=2(d-b)-(a-f). \tag{3}$$

Schema corespunzătoare relațiilor (3) este reprezentată în fig. 1.

Conform tabelului 1, aceste patru echipaje utilizează următoarele bobine :

$$a \rightarrow U_{RS};\ I_R;\ b \rightarrow U_{RS};\ I_S;\ d \rightarrow U_{ST};\ I_R;\ f \rightarrow U_{ST};\ I_T.$$

Ţinînd seama de relaţiile (3) şi schema din fig. 1 constatăm că sînt necesare următoarele bobine :

$$2U_{RS};\ 2U_{TS};\ 2I_R;\ 1I_S;\ 1I_T.$$

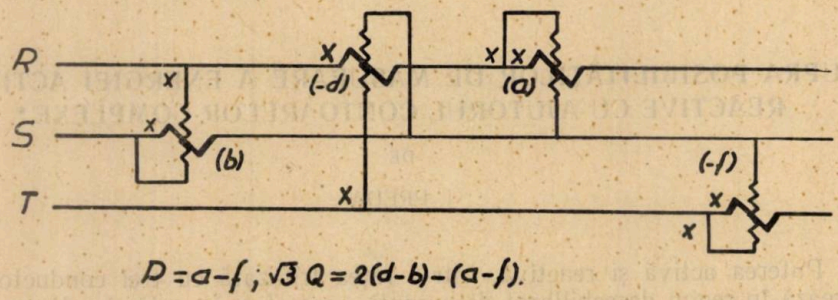


Fig. 1.

Ca urmare pot fi utilizate două bobine de tensiune cu dublu efect [4] conform fig. 2, construindu-se un contor de consum complex care să permită măsurarea simultană a energiei active şi reactive. Acest contor prevăzut cu două discuri cu rotaţii independente, asupra fiecăruia acţionînd cîte două echipaje (fig. 2). Legăturile la reţea ale bobinelor trebuiesc realizate conform fig. 3. Există şi alte posibilităţi de realizare a unor contoare de consum complex [6].

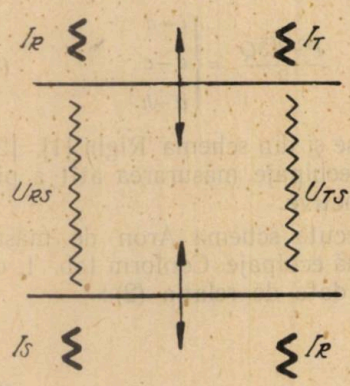


Fig. 2.

Acest tip nou de contor a fost realizat. Bobinele au fost astfel montate (fig. 3) încît discul superior să se rotească cu o viteză proporţională cu puterea activă (P – relaţia 2), iar cel inferior cu o viteză proporţională cu $\frac{P+\sqrt{3}Q}{2}$ (relaţiile 1). Au fost folosite patru bobine de curent obişnuite şi două bobine de tensiune cu dublu efect, care au fost montate conform fig. 2.

Pentru a fi realizate operaţiile indicate de relaţia (3), cele şase bobine au fost legate conform fig. 3. Capetele bobinelor de curent ce acţionează asupra discului inferior (echipajele b şi $-d$) sînt inversate în raport cu cele care acţionează asupra discului superior, deoarece sensul fluxului (Φ) dat de bobinele de tensiune cu dublu efect asupra celor două discuri este contrar.

Pentru a realiza direct operaţiile aritmetice indicate de relaţiile (3), în vederea lecturii directe la mecanismele integratoare a energiei reactive, este

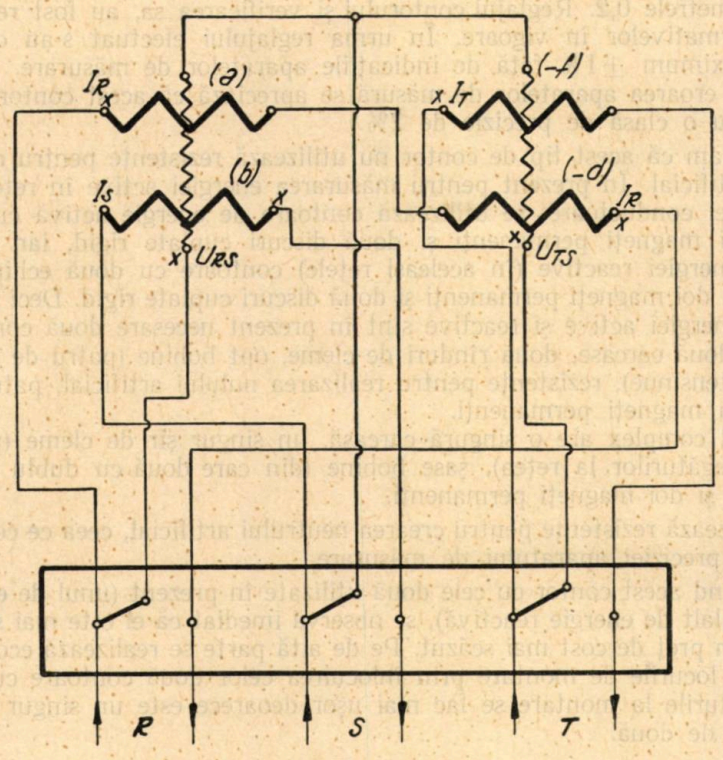


Fig. 3.

necesar ca între discul inferior şi cel superior să se monteze un mecanism diferenţial. Acesta acţionează asupra mecanismului integrator ce măsoară energia reactivă.

A fost întocmit proiectul unui astfel de contor trifazat de inducţie cu următoarele caracteristici: $U_n = 100$ V; $I_n = 5$ A; $f_n = 50$ Hz. Pentru aceasta a trebuit elaborată metrologia de proiectare. Metrologia de proiectare a acestui contor este asemănătoare celei cunoscute [5]; modificarea metrologiei uzuale constă în calculul bobinelor derivate cu dublu efect (ce acţionează asupra a două discuri) şi proiectarea mecanismului diferenţial.

Conturul acesta de consum complex se deosebeşte în principal de un contor trifazic de energie activă (ce utilizează schema Aron) prin faptul că are două discuri cu rotaţii independente, două bobine cu dublu efect, iar echipajele acţionează cîte două asupra fiecărui disc.

Pentru realizarea practică a unui astfel de contor (de consum complex), au fost folosite elemente ale contoarelor trifazate de inducţie fabricate în ţară pentru toate subansamblele (cu excepţia magneţilor permanenţi).

Pentru verificarea experimentală a sa, a fost realizată în laborator o instalaţie specială. Wattmetrele şi ampermetrele folosite au avut clasa de precizie

0,5 iar voltmetrele 0,2. Reglajul contorului şi verificarea sa, au fost realizate conform normativelor în vigoare. În urma reglajului efectuat s-au obţinut erori de maximum $\pm 1\%$ faţă de indicaţiile aparatelor de măsurare. Ţinînd seamă şi de eroarea aparatelor de măsură se apreciază că acest contor poate fi realizat cu o clasă de precizie de 2%.

Menţionăm că acest tip de contor nu utilizează rezistenţe pentru crearea neutrului artificial. În prezent pentru măsurarea energiei active în reţele trifazate cu trei conductoare, se utilizează contoare de energie activă cu două echipaje, doi magneţi permanenţi şi două discuri cuplate rigid, iar pentru măsurarea energiei reactive (în aceleaşi reţele) contoare cu două echipaje şi nul artificial, doi magneţi permanenţi şi două discuri cuplate rigid. Deci pentru măsurarea energiei active şi reactive sînt în prezent necesare două contoare. Acestea au două carcase, două rînduri de cleme, opt bobine (patru de curent şi patru de tensinue), rezistenţe pentru realizarea nulului artificial, patru discuri şi patru magneţi permanenţi.

Contorul complex are o singură carcasă, un singur şir de cleme (pentru executarea legăturilor la reţea), şase bobine (din care două cu dublu efect), două discuri şi doi magneţi permanenţi.

Nu utilizează rezistenţe pentru crearea neutrului artificial, ceea ce conduce la creşterea preciziei aparatului de măsurare.

Comparînd acest contor cu cele două utilizate în prezent (unul de energie activă şi celălalt de energie reactivă), se observă imediat că el este mai simplu şi deci are un preţ de cost mai scăzut. Pe de altă parte se realizează economie de spaţiu în locurile de montare prin înlocuirea celor două contoare cu unul singur. Legăturile la montare se fac mai uşor deoarece este un singur şir de borne în loc de două.

CONCLUZII

1. Conform relaţiilor (3) puterile active şi reactive pot fi măsurate cu patru echipaje fără a utiliza neutru artificial. Bobinele de tensiune ale acestor patru echipaje sînt legate două cîte două în acelaşi mod la reţea.

2. Bobinele de tensiune ce sînt legate în acelaşi mod în reţea pot fi înlocuite cu bobine cu dublu efect, care acţionează simultan asupra a două discuri cu rotaţii independente. În acest mod asupra fiecărui disc acţionează cîte două echipaje. Poate fi realizat astfel un contor complex (pentru măsurarea simultană a energiei active şi reactive). Acesta are patru bobine de curent obişnuite şi două de tensiune cu dublu efect.

3. A fost elaborată metrologia de proiectare a noului tip de contor. Datorită utilizării bobinei de tensiune cu dublu efect, schema echivalentă este diferită de cea cunoscută şi ca urmare se modifică calculul circuitului bobinei de tensiune.

4. S-a executat proiectul unui contor de consum complex (pentru măsurarea simultană a energiei ective şi reactive) cu caracteristicile : $U_n = 100$ V ; $I_n = 5$ A ; $f_n = 50$ Hz.

5. A fost realizat practic contorul de consum complex proiectat. De asemeni a fost verificat conform normelor în vigoare, atît pe masa de verificare a I.R.E. Iași cît și în laborator cu o instalație mai precisă. În urma reglajelor efectuate s-a obținut o clasă de precizie de 2%.

6. Contorul realizat poate măsura mai precis decît contoarele actuale energia activă și reactivă, deoarece nu sînt necesare rezistențele pentru crearea neutrului artificial (care se folosesc în prezent la contoarele trifazate de energie reactivă cu două echipaje).

7. Acest contor are în raport cu contoarele actuale ce măsoară energia activă și cea reactivă (ce folosesc în total două carcase), două rînduri de cleme, opt bobine, rezistențe pentru crearea neutrului artificial, patru discuri și patru magneți permanenți, importante avantaje economice și de exploatare:

– utilizează o singură carcasă și un singur șir de cleme, șase borne, două bobine și doi magneți permanenți;
– nu sînt necesare rezistențele pentru crearea nulului artificial;
– prețul de cost este mai redus;
– ocupă un spațiu mai redus pe panourile de montare;
– legăturile se fac mai ușor la rețea deoarece este un singur rînd de cleme, ceea ce implicit conduce la reducerea erorilor de montare.

BIBLIOGRAFIE

1. A. Righi, Ancora sulle misure nei sistemi trifasi. L'Electtrotechnica, iulie 1929.
2. A. Barbagelata, Considerationi fondametali sulle misure nei sistemi trifasi. L'Elettrotechnica nr. 3, 1930, p. 57—61.
3. D. Fränkel, Folosirea metodei componentelor simetrice la măsurarea puterii respectiv energiei active și reactive în sisteme trifazate cu trei conductori. Electrotehnica anul III nr. 2—3, 1955, p. 51—60.
4. L. Preda, Posibilități de măsurare simultană cu patru echipaje a puterilor active și reactive în rețelele trifazate în regim dezechilibrat de curenți. Bul. I. P. Iași, tom. XIII (XVII) fasc. 1—2, 1967.
5. P. N. Goriunov, *Contoare electrice*. Traducere din limba rusă. Editura energetică de stat, 1955.
6. L. Preda, Unele cvonsiderații noi asupra posibilităților de măsurare a puterilor energiilor și factorului de putere, în sisteme trifazate cu trei conductoare, în cazul dezechilibrului de curenți. Rezumatul tezei de disertație, Inst. polit. Iași, 1968.

О ВОЗМОЖНОСТИ ИЗМЕНЕНИЯ АКТИВНОЙ И РЕАКТИВНОЙ ЭНЕРГИИ ПРИ ПОМОЩИ КОМПЛЕКСНЫХ СЧЁТНИКОВ

(РЕЗЮМЕ)

Активная и реактивная энергия могут быть измерена одновременно при помощи специального (комплексного) счётчика, имеющего четыре обыкновенных токовых обмотки и две обмотки напряжения с двойным эффектом, действующих одновременно на два диска с независимыми оборотами.

SUR LES POSSIBILITÉS DE MESURER LES ÉNERGIES ACTIVE ET RÉACTIVE À L'AIDE DES COMPTEURS COMPLEXES

(RÉSUMÉ)

Les énergies active et réactive peuvent être mesurées simultanément à l'aide d'un compteur spécial (complex), ayant quatre bobines à courant habituelles et deux bobines de tensions à effet double, qui agissent simultanément sur deux disques à rotations indépendantes.

CONTRIBUȚIE LA PROGRAMAREA CALCULULUI DE OPTIMIZARE A UMPLERII SECȚIUNII COLOANEI TRANSFORMATOARELOR, CU TOLE NORMALIZATE

DE

ELENA CIUGUDEAN

1. INTRODUCERE

Proiectarea miezului magnetic al transformatoarelor ridică problema determinării secțiunii coloanei pentru realizarea umplerii maxime a suprafeței cercului circumscris.

Programul prezentat în lucrare, fiind inclus într-un program complet de calcul al miezului magnetic, utilizînd calculatoare numerice, oferă posibilitatea soluționării acestei probleme, cu simplificarea procesului de calcul și cu realizarea unor deziderate impuse de practica construcției transformatoarelor.

2. TRATAREA PROBLEMEI

Secțiunea transversală a coloanei trasformatoarelor se execută în trepte (fig. 1).

Suprafața unei asemenea secțiuni, realizată cu N trepte, se exprimă prin funcția

$$S(x_1, x_2, \ldots, x_N) = S_N(x_N) + \sum_{j=1}^{N-1} S_j(x_j) \tag{1}$$

unde x_j reprezintă lungimea A_j a treptei de ordinul j.

Suprafața treptei de ordinul j are expresia

$$S_j = 2 \cdot A_j \cdot b_j \tag{2}$$

unde înălțimea treptei de ordinul j este

$$b_j = \frac{B_j - B_{j+1}}{2} \quad (j = 1, 2, \ldots, N-1). \tag{3}$$

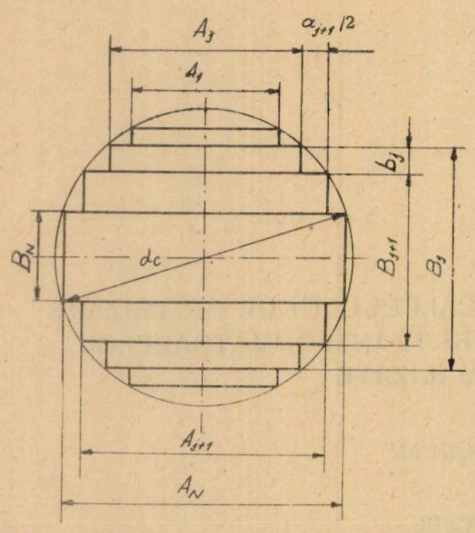


Fig. 1. Secțiune în trepte a coloanei unui transformator.

Suprafața treptei de ordinul N este

$$S_N = A_N b_N, \tag{4}$$

unde

$$b_N = B_N. \tag{5}$$

Practica construcției transformatoarelor impune următoarele condiții. Lungimea A_1 a treptei celei mai mici a coloanei trebuie să aibă o anumită valoare aleasă astfel, încît între această treaptă și cercul circumscris să existe spațiu suficient pentru plasarea elementelor de strîngere a tolelor coloanei. Lungimea A_N a treptei celei mai mari a coloanei trebuie de asemenea să aibă o anumită valoare aleasă astfel, încît consolidarea mecanică a înfășurărilor față de coloană să fie cît mai sigură și mai simplă. Lungimile treptelor trebuie să fie numere pozitive și întregi, care de obicei, prin norme interne ale uzinelor constructoare, alcătuiesc o progresie aritmetică cu o anumită rație, m.

Condiția suplimentară de a avea trepte cu înălțimi egale, introdusă în [6], nu poate fi considerată ca o necesitate, fiind impusă de condiții tehnologice particulare.

Condițiile enumerate anterior, necesare a fi respectate de lungimile treptelor, se exprimă matematic prin

$$x_j > 0 \qquad (j = 1, 2, , \ldots, N) \tag{6}$$

$$x_1 = A_1 \tag{7}$$

$$x_N = A_N \tag{8}$$

$$x_j = 1, 2, \ldots \tag{9}$$

$$A_{j+1} = A_j + m \qquad (j = 1, 2, \ldots, N-2) \tag{10}$$

La un diametru de coloană d_c dat, înălțimea treptei de ordinul j devine astfel

$$b_j = \frac{\sqrt{d_c^2 - A_j^2} - \sqrt{d_c^2 - (A_j + m)^2}}{2}. \tag{11}$$

iar cea a treptei de ordinul N devine

$$b_N = \sqrt{d_c^2 - A_N^2}. \tag{12}$$

Condițiile (7), (8) și (10) determină, evident, numărul maxim posibil de trepte care pot fi realizate în secțiunea circulară

$$M=\frac{A_N-A_1}{m}+1, \tag{13}$$

pentru umplerea optimă.

Problemele tehnologice dificile care apar la realizarea secțiunii coloanei, cu numărul maxim posibil de trepte, impun însă limitarea numărului de trepte la o valoare maxim admisibilă, $N<M$.

Programul de calcul prezentat în lucrare are drept scop determinarea dimensiunilor a N trepte dintr-un număr posibil de trepte M, pentru a se realiza umplerea optimă a secțiunii coloanei, impunîndu-se lungimea treptei celei mai mici și a treptei celei mai mari și considerînd că lungimile celor M trepte sînt normalizate, formînd o progresie aritmetică.

3. METODA DE CALCUL

Metodele analitice și grafo-analitice cunoscute, utilizate în [2] și [5], determină maximul funcției (1), cu respectarea condițiilor (6) și (7) sau (6) și (8).

Soluționarea analitică este îngreunată în cazul în care numărul variabilelor x_j este mare, precum și în cazul în care se impun condițiile (6), (7) și (8) și devine imposibilă dacă se impune simultan și condiția (9).

Rotunjirea valorilor variabilelor x_j, determinate analitic, pînă la cel mai apropiat număr întreg, metodă utilizată în [3], este departe de a reprezenta un rezultat optim.

Utilizarea calculatoarelor numerice permite maximizarea funcției (1), cu respectarea simultană a condițiilor (6), (7), (8) și (9).

Condiția (10) simplifică prima etapă a procesului de calcul ce utilizează calculatoare numerice, prin faptul că se introduc în memorie doar cele M valori posibile ale variabilelor, și nu o mulțime foarte mare de valori alese, avînd în vedere diferite criterii de precizie și timp de calcul.

A doua etapă, de alegere a N valori din cele M valori tabelate, astfel încît să se maximizeze funcția (1) se desfășoară, în [6] și [4], pe baza principiului programării dinamice [1].

Datorită prezenței condițiilor (7) și (8) este necesar să se considere succesiv un număr de $M-2$, $M-3$, ..., $N-1$ variabile. Trecerea de la $(M-2)$ variabile la $(M-3)$ variabile se realizează prin compararea între ele a tuturor valorilor funcțiilor S_j, determinate pentru $(M-2)$ valori ale variabilelor, și eliminarea valorii minime. Numerele de comparații care se efectuaeză formează progresia aritmetică

$$M-3,\ M-4,\ldots,\ N-2, \tag{14}$$

cu $(M-N)$ termeni.

Numărul total al comparaţiilor se exprimă prin

$$S_I = \frac{M-N}{2}(M+N-5). \tag{15}$$

Acelaşi număr de comparaţii se efectuează şi în cazul în care se compară valorile funcţiilor $(A_{j+1}-A_j)\,b_{j+1} = a_{j+1}b_{j+1}$, metodă utilizată în [4].

La elaborarea programului prezentat în lucrare s-a aplicat de asemenea principiul programării dinamice, ţinîndu-se însă cont de o anumită particularitate a funcţiei $a_{j+1}b_{j+1}$.

Pentru numărul maxim admisibil M al variabilelor, segmentele $a_{j+1}=m$ sînt egale între ele pentru orice valoare a lui j. Din studiile analitice se ştie că maximizarea funcţiei (1), la un nmuăr de trepte dat, determină înălţimi ale treptelor $b_j > b_{j+1}$, pentru orice valoare j. Funcţia $a_{j+1}b_{j+1}$ este deci monoton crescătoare pentru $j = 1, 2, \ldots, N-2$.

Pentru orice alt număr de variabile cuprins între $(M-1)$ şi N, datorită prezenţei şi a segmentelor a_{j+1}, multipli de m, neegale între ele, monotonia funcţiei $a_{j+1}b_{j+1}$ se păstrează pe porţiuni. Apariţia discontinuităţilor în variaţia funcţiei este cauzată de condiţia (9).

Procesul de calcul va urma deci, în lucrare, calea următoare.

Trecerea de la un număr de M, la un număr de $(M-1)$ variabile, se va realiza prin eliminarea suprafeţei $a_{j+1}b_{j+1}$, calculată pentru $j = 1$.

Trecerea de la un număr de $(M-1)$, la un număr de $(M-2)$ variabile ş. a. m. d., se va efectua prin compararea valorilor funcţiilor $a_{j+1}b_{j+1}$ şi $a_{j+2}b_{j+2}$, considerînd $j = 1, 2, \ldots$, pînă în momentul în care se întîlneşte primul segment $a_{j+2} = m$. Întreruperea calculului la acest moment este motivată prin faptul că valoarea funcţiei $a_{j+2}b_{j+2}$ este minimă în raport cu toate celelalte valori calculate similar, pentru orice valoare a indicelui j mai mare decît $(j+2)$.

Avantajul oferit de luarea în considerare a monotoniei funcţiei, în decursul procesului de calcul, se poate evalua după cum urmează.

Dacă $N > \frac{M}{2}$ şi M par sau impar, numerele de comparaţii care se efectuează alcătuiesc progresia aritmetică

$$1, 2, \ldots, M-N-1 \tag{16}$$

cu $M-N-1$ termeni.

Numărul total al comparaţiilor este

$$S_{II} = \frac{M-N}{2}(M-N-1). \tag{17}$$

Pentru $N > \frac{M}{2}$ şi M par sau impar, cu condiţia $N > 2$, care se respectă în mod obişnuit, se obţine $S_{II} < S_I$.

Dacă $N<\frac{M}{2}$ și $M=2k$, se obțin următoarele două progresii aritmetice

$$1, 2, \ldots, k-3, k-2; \tag{18}$$

$$k-2, k-3, \ldots N-1, N-2,$$

cu suma totală

$$S_{II}=\frac{k-2}{2}(k-1)+\frac{k-N+1}{2}(k+N-4) \tag{19}$$

Pentru $N<\frac{M}{2}$ și $M=2k$, expresia (15) devine

$$S_I=\frac{2k-N}{2}(2k+N-5). \tag{20}$$

Cu condiția $M>2$, care se respectă în mod obișnuit, se obține $S_{II}<S_I$.

Dacă $N<\frac{M}{2}$ și $M=2k+1$, se obțin următoarele două progresii aritmetice

$$1, 2, \ldots, k-2, k-1;$$

$$k-2, k-3, \ldots N-1, N-2, \tag{21}$$

cu suma totală

$$S_{II}=\frac{k}{2}(k-1)+\frac{k-N+1}{2}(k+N-4). \tag{22}$$

Pentru $N<\frac{M}{2}$ și $M=2k+1$, expresia (15) devine

$$S_I=\frac{2k+1-N}{2}(2k+N-4). \tag{23}$$

Cu condiția $M>3$, care se respectă în mod obișnuit, se obține de asemenea $S_{II}<S_I$.

Prin urmare, luarea în considerare a monotoniei funcției de optimizat permite simplificarea procesului de calcul, prin reducerea numărului de comparații.

4. PROGRAMUL DE CALCUL

Schema logică a procesului de calcul, care se desfășoară conform metodei indicată anterior, este prezentată în fig. 2.

În memoria calculatorului, se introduc ca mărimi inițiale diametrul coloanei, d_c, numărul maxim admisibil de trepte N, rația progresiei aritmetice a lungimilor treptelor, m, lungimea normalizată a treptei celei mai mici, A_1, și a treptei celei mai mari, A_N.

Cu aceste marimi se calculează numărul maxim posibil de trepte M.

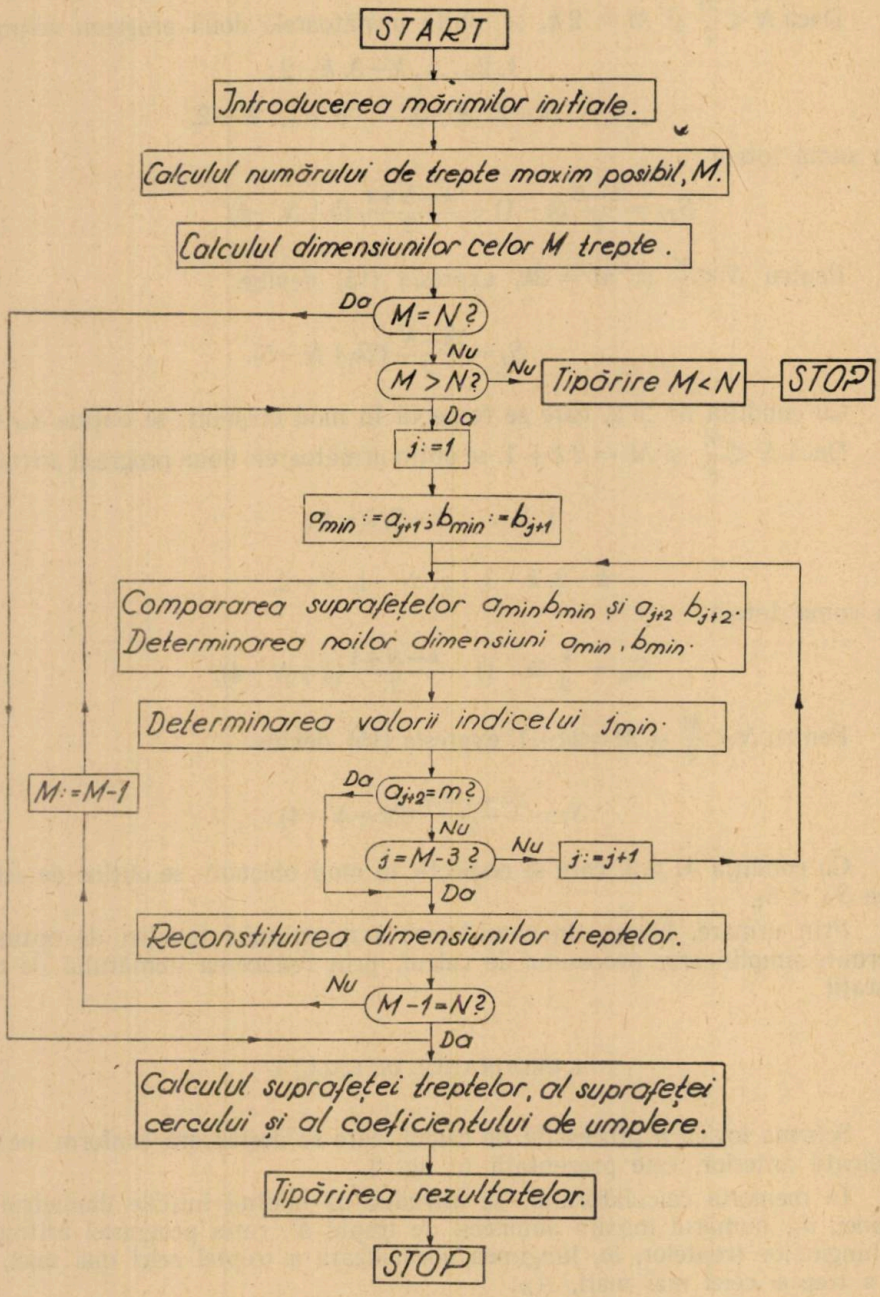


Fig. 2. Schema bloc a programului de calcul.

Calculul dimensiunilor celor M trepte cuprinde calculul lungimilor treptelor, A_{j+1}, cu expresia (10) pentru $j = 1, 2, \ldots, M-2$, avînd

$$A_M = A_N \tag{24}$$

pentru $j=M-1$, precum și calculul înălțimilor treptelor, b_j, cu expresia (11) pentru $j=1, 2, \ldots, M-1$, avînd

$$b_M = B_M = b_N, \tag{25}$$

pentru $j=M$.

Este necesar să se compare apoi numărul maxim posibil de trepte M, cu cel maxim admisibil, N, luîndu-se decizii corespunzătoare.

Urmează efectuarea comparațiilor între suprafețele $a_{j+1}b_{j+1}$ și $a_{j+2}b_{j+2}$, pentru determinarea suprafeței minime, conform metodei propusă anterior,

Pentru simplificarea scrierii programului de calcul, s-a introdus, și pentru trecerea de la M la $(M-1)$ trepte, efectuarea unei comparații între suprafețele $a_{j+1}b_{j+1}$ și $a_{j+2}b_{j+2}$, pentru $j=1$. În acest fel, numărul total de comparații devine

$$S'_{II} = S_{II} + 1. \tag{26}$$

Întreruperea comparațiilor, pentru un anumit număr de trepte intervine, după cum s-a indicat anterior, în momentul în care $a_{j+1} = m$; întreruperea poate interveni și în momentul în care $j=M-3$, deoarece se impun dimensiunile treptei celei mai mari.

De fiecare dată cînd se obține umplerea maximă cu un nou număr de trepte, trebuie reconstituite dimensiunile treptelor. Avînd înregistrată în memoria calculatorului valoarea indicelui treptei care se elimină, j_{min}, $b_{j_{min}-1}$ va deveni egal cu $(b_{j_{min}-1} + b_{j_{min}})$; pentru toate valorile $j=j_{min} \ldots M-1$, A_j va deveni egal cu A_{j+1}, iar b_j cu b_{j+1}.

Pentru secțiunea cu N trepte, obținută după analizarea tuturor secțiunilor cu $M > N$, se calculează cu expresia (1) suprafața totală a treptelor.

Coeficientul de umplere a secțiunii coloanei, cu numărul N de trepte,

$$\sigma_u = \frac{S}{S_{cerc}}, \tag{27}$$

unde

$$S_{cerc} = \frac{\pi d_c^2}{4}, \tag{28}$$

obține în acest fel valoarea maximă, în condițiile enunțate.

Programul se încheie cu tipărirea mărimilor d_c, M, N, S, S_{cerc}, σ_u, A_j $(j = 1 \ldots N)$, $b_j(1 \ldots N.)$.

5. APLICAȚIE NUMERICĂ

Programul prezentat a fost verificat prin exemple numerice, utilizîndu-se calculatorul numeric MECIPT-1 din Timișoara.

În calculele efectuate s-au luat în considerare condițiile concrete oferite de uzina „Electroputere" Craiova, unde există posibilitatea de a se obține lungimi de tole, diferind între ele cu 10 mm sau cu multipli de 10 mm. Diametrul coloanei și numărul de trepte maxim admisibil au fost stabilite de asemenea, în exemplele de calcul, avînd în vedere transformatoarele executate la „Electroputere" Craiova.

Rezultatele obținute sînt indicate în cele ce urmează.

Exemplul I.

Pentru mărimile impuse

$$d_c = 160 \text{ mm}; \; N = 6; \; m = 10; \; A_1 = 50 \text{ mm}; \; A_6 = 150 \text{ mm}$$

se obține

$A_1 = 50$ mm	$b_1 = 4{,}055$ mm
$A_2 = 70$ mm	$b_2 = 5{,}793$ mm
$A_3 = 90$ mm	$b_3 = 8{,}049$ mm
$A_4 = 110$ mm	$b_4 = 11{,}457$ mm
$A_5 = 130$ mm	$b_5 = 18{,}798$ mm
$A_6 = 150$ mm	$b_6 = 55{,}677$ mm

$M=11$; $S=18\,420$ mm^2; $S_{cerc}=20\,106$ mm^2; $\sigma_u=0{,}91640$.

Exemplul II.

Pentru mărimile impuse

$$d_c=300 \text{ mm}; \; N=8; \; m=10; \; A_1=100 \text{ mm}; \; A_8=290 \text{ mm}$$

se obține

$A_1=100$ mm	$b_1= 8{,}756$ mm
$A_2=140$ mm	$b_2=12{,}664$ mm
$A_3=180$ mm	$b_3=18{,}019$ mm
$A_4=220$ mm	$b_4=11{,}980$ mm
$A_5=240$ mm	$b_5=15{,}166$ mm
$A_6=260$ mm	$b_6=20{,}981$ mm
$A_7=280$ mm	$b_7=15{,}445$ mm
$A_8=290$ mm	$b_8=76{,}811$ mm.

$M=20$; $S=66\,170$ mm^2; $S_{cerc}=70\,685$ mm^2; $\sigma_u=0{,}93613$.

Exemplul III.

Pentru mărimile impuse

$$d_c=410 \text{ mm}; \quad N=8; \quad m=10; \quad A_1=200 \text{ mm}; \quad A_8=400 \text{ mm}$$

se obține

$A_1=200$ mm	$b_1=26{,}200$ mm
$A_2=240$ mm	$b_2=16{,}457$ mm
$A_3=280$ mm	$b_3=21{,}588$ mm
$A_4=320$ mm	$b_4=13{,}595$ mm
$A_5=340$ mm	$b_5=16{,}457$ mm
$A_6=360$ mm	$b_6=21{,}133$ mm
$A_7=380$ mm	$b_7=31{,}974$ mm
$A_8=400$ mm	$b_8=90{,}000$ mm

$M=21$; $S=125\,858$ mm^2; $S_{cerc}=132\,025$ mm^2; $\sigma_u=0{,}95321$.

Utilizarea rațională a calculatorului numeric, obținută prin luarea în considerare a monotoniei funcției, rezultă, raportînd valorile S_I și S_{II} calculate pentru fiecare exemplu, după cum urmează.

Astfel, numărul total de comparații se reduce pentru exemplul I în raportul

$$\frac{\frac{M-N}{2}(M+N-5)}{\frac{M-N}{2}(M-N-1)+1}=\frac{30}{11}=2{,}73;$$

pentru exemplul II, în raportul

$$\frac{\frac{2k-N}{2}(2k+N-5)}{\frac{k-2}{2}(k-1)+\frac{k-N+1}{2}(k+N-4)+1}=\frac{138}{58}=2{,}38;$$

pentru exemplul III, în raportul

$$\frac{\frac{2k+1-N}{2}(2k+N-4)}{\frac{k}{2}(k-1)+\frac{k-N+1}{2}(k+N-4)+1}=\frac{156}{67}=2{,}33.$$

6. CONCLUZII

Examinînd rezultatele, se constată că programul elaborat se poate aplica pentru proiectarea secțiunii în trepte a transformatoarelor de orice putere, utilizînd calculatoare numerice.

Programul permite de asemenea rezolvarea problemei umplerii optime a secțiunii coloanei atît în cazul existenței canalelor de răcire în miez, cît și în cazul în care lungimile treptelor obțin valori ce nu alcătuiesc o progresie aritmetică.

Considerarea, în calcul, a modului de variație monotonă a funcției de optimizat permite simplificarea importantă a procesului de calcul și prin urmare, utilizarea rațională a calculatorului numeric.

BIBLIOGRAFIE

1. R. E. Bellman, S. E. Dreyfus, *Programarea dinamică aplicată*. Editura tehnică, București, 1967.
2. N. I. Bulgacov, *Calculul transformatorilor*. Editura tehnică, 1951.
3. D. Durande, Méthodes générales de calcul mécanographique des transformateurs de puissance. Bulletin de la Société française des électriciens, Tome II, Octobre 1961, nr. 22.
4. A. Moraru, Z. M. Winter-Zorzor, Le remplissage optimal de la colonne du transformateur avec des tôles normalisées. Revue roumaine des sciences techniques, série Électrotechnique et énergétique, Tome 13, 1968 nr. 2.
5. A. L. Morris, Stepped core sections for power transformers. Engineer, 1947, 184.
6. M. Phillips, J. M. Thomas, Opticore — a computer program to calculate optimum cross sectional areas of transformer cores. A.E.I. Engineering, 1966, 6, nr. 1.

КОНТРИБУЦИЯ К ПРОГРАМИРОВАНИЮ ВЫЧИСЛЕНИЯ ОПТИМАЛЬНОГО НАПОЛНЕНИЯ СЕЧЕНИЯ СТЕРЖНЕЙ ТРАНСФОРМАТОРОВ, НОРМАЛЬНЫМИ ПЛАСТИНАМИ

(РЕЗЮМЕ)

Работа содержит вычисление оптимального наполнения кругового сечения стержней трансформаторов, принимая во внимание монотонность оптимизирующей функции. Это позволило значительное упрощение вычислительного процесса.

Представляется блок-схема программы вычисления и проверка ее численными примерами.

CONTRIBUTION À LA PROGRAMMATION DE CALCUL DU REMPLISSAGE OPTIMAL DE LA SECTION DE LA COLONNE DES TRANSFORMATEURS, AVEC DES TÔLES NORMALISÉES

(RESUMÉ)

Le calcul visant le remplissage optimal de la section circulaire de la colonne des transformateurs, dont ce travail le contienne, considere la monotonie de la fonction qu'on optimise. Cela permet de simplifier sérieusement le processus de calcul.

On y present le schéma logique pour le programme de calcul et l'on en verifie par des exemples numériques.

METODĂ DE CALCUL A TENSIUNII MAGNETICE ÎN JUGUL ROTORIC AL MOTOARELOR DE INDUCȚIE CU CANALE AXIALE DE RĂCIRE ȘI CU TOLELE INDUSULUI FIXATE DIRECT PE ARBORE

DE

I. BOLDEA

1. INTRODUCERE

Micșorarea dimensiunilor de gabarit ale motoarelor de inducție de puteri de ordinul sutelor de kW, la turații de 3 000 și 1 500 rot/min, a condus la necesitatea prezenței canalelor axiale de răcire, cît și la fixarea directă a tolelor indusului pe arbore. Aceste soluții duc la dificultăți suplimentare în calculul de proiectare al jugului indusului.

Datorită prezenței canalelor axiale repartiția inducției și cîmpului magnetic în jug, de-a lungul pasului polar, se modifică sensibil față de cazul absenței acestora.

De asemenea, fixarea directă a tolelor pe arbore, în scopul utilizării unei părți din arbore ca jug suplimentar rotoric, impune, în calculele de proiectare, necesitatea evaluării pătrunderii cîmpului electromagnetic în materialul masiv al arborelui. Comportarea axului ca jug suplimentar rotoric depinde de alunecarea mașinii, datorită dependenței de frecvență a adîncimii de pătrundere a undei electromagnetice.

Prezenta lucrare își propune stabilirea unei metode de determinare a dependenței între fluxul magnetic polar și tensiunea magnetică a jugului echivalent rotoric, avînd ca parametri dimensiunile geometrice, alunecarea și proprietățile magnetice ale tolelor indusului și oțelului axului. Procedeul de calcul ia în considerare și influența canalelor axiale de răcire asupra tensiunii magnetice în jugul indusului, la valori date ale fluxului polar al mașinii.

Cu erori admisibile, pe baza ipotezelor simplificatoare introduse, metoda de calcul propusă se poate utiliza în proiectare fără a presupune dificultăți matematice și volum de lucru deosebite.

Se prezintă separat influența canalelor axiale de răcire, respectiv a arborelui ca jug suplimentar al indusului, asupra comportării mașinii. Astfel, procedeul de calcul poate fi aplicat cu ușurință în diferite cazuri particulare.

II. TRATARE

1. Influența canalelor axiale de răcire asupra tensiunii magnetice a jugului indusului

Calculul tensiunii magnetice în jugul indusului motoarelor de inducție este realizat în principiu în [1]. Acesta se referă însă la canalele axiale mici în raport cu jugul propriu-zis. Pentru practică este necesară o soluționare, chiar aproximativă, a cazului canalelor axiale cilindrice relativ mari, adică $\frac{2r}{h_j} = (0{,}15 \div 0{,}4)$, $2r$ fiind diametrul canalului iar h_j – lățimea jugului rotoric.

Esența metodei propuse constă în calculul tensiunii magnetice în indus, reducînd problema la cazul absenței canalelor axiale. De asemenea, în întreg studiul se consideră numai fundamentala repartiției inducției și cîmpului magnetic în jug de-a lungul pasului polar.

1.1. *Tensiunea magnetică în jugul indusului în absența canalelor*

Funcția de repartiție a inducției magnetice în jug, este soluție a ecuație lui Laplace, dacă se consideră permeabilitatea magnetică a tolelor constantă.

Prin rezolvarea ecuațiilor lui Maxwell în ipotezele de mai sus rezultă conform [2], o scădere a componentelor inducției magnetice din jug cu scăderea razei R_x (fig. 1 și 2).

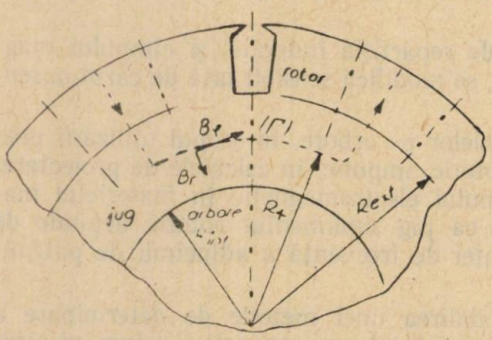


Fig. 1. Componentele inducției magnetice în jugul rotoric.

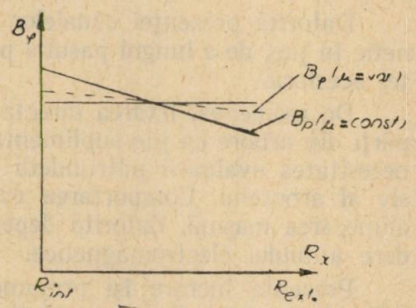


Fig. 2. Variația inducției magnetice cu raza R.

În cazul saturației jugului, conform [2], diferența între componentele tangențiale ale inducției magnetice la baza dinților și pe suprafața inferioară a jugului scade (fig. 2).

Avînd în vedere că saturația magnetică există, se consideră componenta tangențială a inducției, B_φ, constantă în jug, în direcție radială. În calculul tensiunii magnetice în jug, pe segmentul de curbă Γ (fig. 1), contribuția componentei radiale B_R a inducției magnetice este neesențială datorită valorii mici a acesteia față de B_φ.

Tensiunea magnetică pe pasul polar în jug poate fi deci evaluată prin integrala de linie a componentei tangențiale a intensității cîmpului pe arcul de cerc de lungime τ_{ext}, de pe suprafața cilindrică de la rădăcina dinților rotorici.

Dacă se aproximează curba de magnetizare a tolelor cu două drepte, (fig. 3), atunci repartiția componentei tangențiale a cîmpului de-a lungul pasului polar se prezintă, calitativ, ca în fig. 4.

Prin aproximarea cu erori admisibile a curbei de magnetizare cu dreptele (D_1) și (D_2), rezultă B_1 și H_1 (fig. 3).

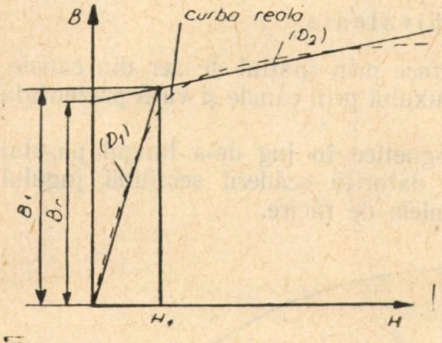


Fig. 3. Aproximarea curbei de magnetizare prin două drepte.

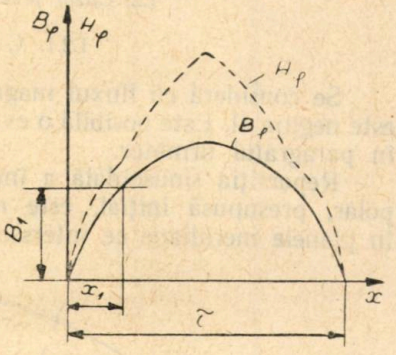


Fig. 4. Repartiția de calcul a cîmpului magnetic de-a lungul pasului polar.

Fluxul magnetic ce trece prin jugul rotoric propriu-zis, $\Phi_1/2$, se determină din expresia:

$$\Phi_1/2 = L \cdot h_j \cdot B_\varphi \qquad (1)$$

unde B_φ este inducția medie în jug iar L – lungimea rotorului.

Cunoscînd B_φ și B_1, în ipotezele de mai sus, coordonata x_1 (fig. 4) se determină din relația:

$$B_1 = B_\varphi \cdot \sin \frac{\pi x_1}{\tau_{ext}}. \qquad (2)$$

Ecuațiile dreptelor (D_1) și (D_2) din fig. 3 sînt:

$$\begin{aligned} &(D_1) \quad B = \mu_1 \cdot H \text{; pentru } H \leqslant H_1 \\ &(D_2) \quad B = B_1 + \mu_2 (H - H_1) \text{; pentru } H \geqslant H_1. \end{aligned} \qquad (3)$$

Astfel tensiunea magnetică în jug rezultă din expresia:

$$U_{Hj} = 2\int_0^{x_1} \frac{B_\varphi}{\mu_1} \sin \frac{\pi x}{\tau_{ext}} dx + 2\int_{x_1}^{\frac{\tau_{ext}}{2}} \left(B_\varphi \sin \frac{\pi x}{\tau_{ext}} - B_1 + \mu_2 H_1 \right) \cdot \frac{dx}{\mu_2}$$

sau :

$$U_{HJ}=\frac{2\tau_{ext}}{\pi}\left[\frac{B_\varphi}{\mu_1}\left(1-\cos\frac{\pi x_1}{\tau_{ext}}\right)+\frac{B_\varphi}{\mu_2}\cos\frac{\pi x_1}{\tau_{ext}}-\frac{\pi(B_1-\mu_2 H_1)}{\mu_2}\left(\frac{1}{2}-\frac{x_1}{\tau_{ext}}\right)\right] \quad (4)$$

Fundamentala repartiției intensității cîmpului magnetic de-a lungul pasului polar, H_0, va fi :

$$H_0=\frac{\pi\cdot U_{Hj}}{2\cdot\tau_{ext}}. \quad (4')$$

1.2. *Cazul prezenței canalelor axiale de răcire*

1.2.1. Canale echivalente

Se consideră că fluxul magnetic, ce trece prin spațiul de aer din canale, este neglijabil. Este posibilă o evaluare a fluxului prin canale și va fi prezentată în paragraful următor.

Repartiția sinusoidală a inducției magnetice în jug de-a lungul pasului polar, presupusă inițial, este modificată datorită scăderii secțiunii jugului în planele meridiane ce intersectează canalele de răcire.

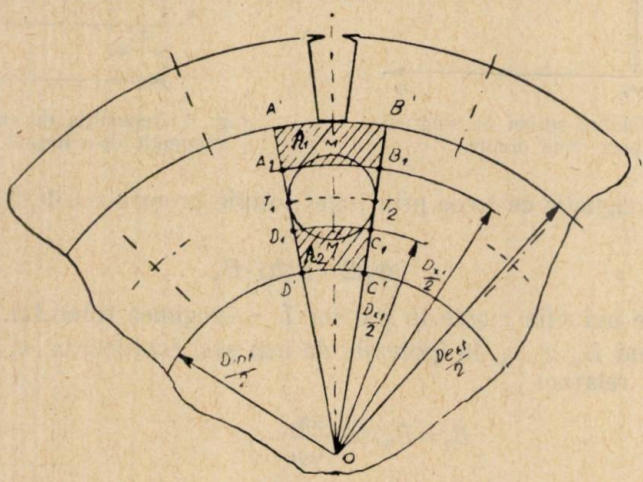


Fig. 5. Canalul echivalent.

În continuare se înlocuiește canalul cilindric real, cu unul echivalent de secțiune $A_1B_1C_1D_1$ astfel ca aria $\mathcal{A}_1$ să fie egală cu aria patrulaterului curbiliniu $A_1B_1A'B'$, iar aria $\mathcal{A}_2$, cu suprafața patrulaterului curbiliniu $D_1C_1C'D'$ (fig. 5). Din condiții geometrice, după aproximări, rezultă (fig. 5) diametrele D_{x1} și D_{x2}.

$$D_{x1}=\sqrt{D^2+\pi Dr+4r^2}; \qquad D=\frac{D_{ext}+D_{int}}{2}. \quad (5)$$
$$D_{x2}=\sqrt{D^2-\pi Dr+4r^2};$$

În aceste relații D este diametrul de așezare a canalelor iar D_{x1} și D_{x2}, diametrele, superior respectiv inferior, corespunzătoare canalului echivalent.

Astfel, în porțiunile cuprinse între tangentele OT_1 și OT_2 la suprafața canalului, inducția magnetică se calculează similar în fiecare punct, deoarece secțiunile jugului echivalent coincid.

1.2.2. Considerarea fluxului ce trece prin canalul echivalent

Dacă se notează cu B_φ valoarea inducției magnetice, în absența canalului în secțiunea $1-1$ (fig. 6), atunci neglijînd fluxul ce trece prin canal și considerînd canalul așezat simetric față de marginile jugului, inducția magnetică, în prezența canalului în aceeași secțiune, va fi B'_φ:

$$B'_\varphi = \frac{B_\varphi (D_{ext} - D_{int})}{2\left(\frac{D_{ext}-D_{int}}{2} - \frac{D_{x1}-D_{x2}}{2}\right)} \tag{6}$$

sau

$$B'_\varphi = B_\varphi (1+K) \tag{6'}$$

în care:

$$K = \frac{1}{\frac{D_{ext}-D_{int}}{D_{x1}-D_{x2}} - 1}. \tag{7}$$

Considerînd că planul ce trece prin axă, în dreptul canalului de referință, situat mereu în dreptul mijlocului polului, este o suprafață echipotențială, rezultă că intensitatea cîmpului magnetic în aer și jug, în această secțiune, este aceeași $H_c = H_j$ (fig. 6). Astfel, în același mod ca la calculul fluxului magnetic prin crestătura mașinilor [3], inducția în jug, în secțiunea $1-1$, devine:

$$B''_\varphi = B'_\varphi - \mu_0 K H_j, \tag{8}$$

μ_0 fiind permeabilitatea magnetică a vidului.

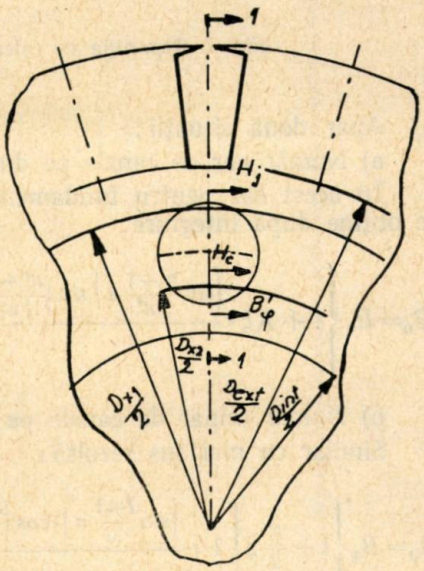


Fig. 6. Explicativă pentru calculul fluxului magnetic prin canal.

În cazul saturației puternice a jugului indusului, termenul al doilea din (8) poate avea o influență sensibilă care poate fi determinată cunoscînd pe B'_φ, dimensiunile geometrice și proprietățile magnetice ale tolelor indusului. Se vor prezenta și modalitățile de utilizare practică a relației (8) în calculele de proiectare.

1.3. *Repartiția inducției magnetice în jug, în prezența canalelor de răcire.*

În prezența canalelor de răcire, conform precizărilor din paragraful 1.2.2, repartiția de calcul a componentei tangențiale a inducției în jug dealungul pasului polar se prezintă calitativ ca în fig. 7.

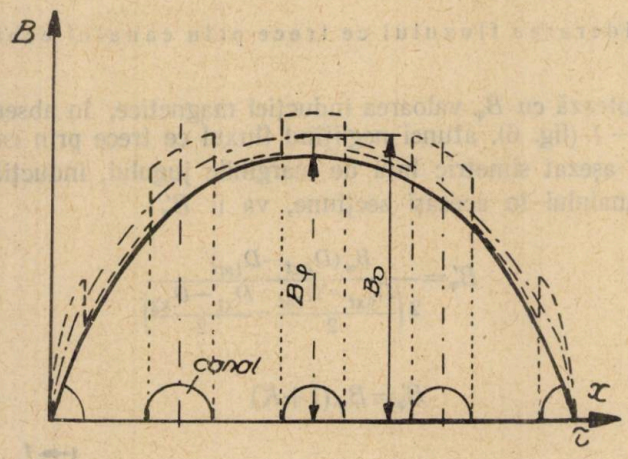


Fig. 7. Repartiția de calcul a inducției în jug, în prezența canalelor.

Apar două situații:

a) Număr par de canale pe dublul pas polar — $2n'$.

În acest caz pentru fundamentala repartiției de calcul propuse (fig. 7) se obține după integrare:

$$B_0 = B_\varphi \left\{ 1 + K\xi \cdot \frac{\left(\sin\frac{n'+1}{2n'}\pi\right)\sin\left(\frac{n'-1}{2n'}\pi + \frac{2pr}{D}\right) - \left(\sin\frac{n'-1}{2n'}\pi\right)\sin\left(\frac{n'-3}{2n'}\pi - \frac{2pr}{D}\right)}{\sin\frac{\pi}{2n'}} \right\} \quad (9)$$

b) Număr impar de canale pe dublul pas polar — l.

Similar ca mai sus rezultă:

$$B_0 = B_\varphi \left\{ 1 + \frac{K}{2}\xi \left[1 + \frac{\left(\sin\frac{l-1}{2l}\pi\right)\cdot\cos\left(\frac{l+1}{2l}\pi - \frac{2pr}{D}\right) - \left(\sin\frac{l+1}{2l}\pi\right)\cdot\cos\left(\frac{l-1}{2l}\pi + \frac{2pr}{D}\right)}{\sin\frac{\pi}{l}} \right] \right\} \quad (10)$$

În aceste relații $\xi = 1$ dacă se neglijează fluxul magnetic ce trece prin canal, altfel are o valoare ce va fi determinată în cele ce urmează, iar p — numărul de perechi de poli.

Prin calculul fundamentalei repartiției inducției magnetice în jug de-a lungul pasului polar, în prezența canalelor, s-a redus problema la cazul absenței acestora, deci determinarea tensiunii magnetice se realizează tot cu relația (4) în care se înlocuiește B_φ prin B_0.

1.4. *Considerarea influenței fluxului ce trece prin canal.*

Fluxul magnetic ce trece prin canalul echivalent propus micșorează, la același flux polar, inducția magnetică din jug în dreptul canalului. În consecință scade și tensiunea magnetică în jug. Această influență este însă sensibilă numai la saturarea puternică a jugului, cînd permeabilitatea relativă a tolelor $\mu_{r\,Fe} < (20 \div 40)$.

Tensiunea magnetică fiind mai mare în cazul neglijării fluxului ce trece prin canal, rezultă că valorile obținute mai sus sînt acoperitoare.

Pentru ușurarea evaluării influenței fluxului prin canal se înlocuiește porțiunea saturată a curbei de magnetizare cu dreapta (D_2) (fig. 3).

Astfel se obține:

$$B = B_r + \mu_2 \cdot H. \tag{11}$$

Din intersecția dreptelor reprezentate de ecuațiile (8) și (11) rezultă:

$$B''_\varphi = B'_\varphi \left(1 - \frac{K}{\mu_{2r}+1}\right) + B_r \cdot \frac{K}{\mu_{2r}+1}. \tag{12}$$

Aceasta înseamnă că salturile, datorită canalelor, în curba inducției magnetice (fig. 7) vor fi mai mici în raportul:

$$\frac{B''_\varphi}{B'_\varphi} = \xi. \tag{13}$$

Din relațiile (7) și (13) se obține valoarea lui ξ:

$$\xi = 1 - \frac{K}{\mu_{2r}+1}\left[1 - \frac{B_r}{B_\varphi \cdot (1+K)}\right]. \tag{14}$$

Astfel factorul ξ din relațiile (9) și (10), în cazul considerării influenței fluxului magnetic ce trece prin canale, are valoarea dată de relația (14).

Aproximările introduse în calculul lui ξ sînt admisibile în calculele de proiectare, procedeul propus avînd avantajul că dificultățile de calcul nu-s deosebite.

Metodica de calcul propusă determină tensiunea magnetică în jugul indusului prevăzut cu canale exiale de răcire relativ „mari", așezate simetric față de marginile acestuia, dacă se cunosc: fluxul polar, dimensiunile geometrice și curba de magnetizare a tolelor rotorului.

2. STUDIUL PĂTRUNDERII CÎMPULUI ELECTROMAGNETIC IN ARBORE

Pătrunderea cîmpului electromagnetic în arbore, la fixarea directă a tolelor pe acesta, se evaluează cu ajutorul ecuațiilor lui Maxwell.

Ipotezele simplificatoare de calcul constau în:

a) aproximarea curbei de magnetizare a oțelului axului cu o parabolă de forma:

$$B=K_s\cdot H^{\left(1-\frac{2}{n}\right)} \tag{15}$$

în care B și H sînt valorile numerice ale amplitudinii fundamentalei inducției respectiv cîmpului magnetic, K_s și n fiind constante de material [4].

b) Considerarea în exclusivitate în calcule a fundamentalei repartiției inducției și cîmpului magnetic pe pasul polar.

2.1. Influența fluxului magnetic ce trece prin ax.

Așezarea directă a tolelor indusului pe arbore se realizează cu un intrefier suplimentar de montaj, δ'.

O parte din fluxul polar va trece prin intrefierul suplimentar δ' și apoi prin ax.

În fig. 8 se prezintă două linii de cîmp, de pe suprafețele de separație între arbore și jugul propriu-zis.

În absența canalelor axiale, H_φ reprezintă amplitudinea fundamentalei cîmpului magnetic pe suprafața interioară a jugului propriuzis, iar în cazul prezenței canalelor, aceasta este H_0. Valorile H_a și $H_{\delta'}$ reprezintă amplitudinea fundamentalei cîmpului pe suprafața exterioară a axului respectiv în întrefierul suplimentar.

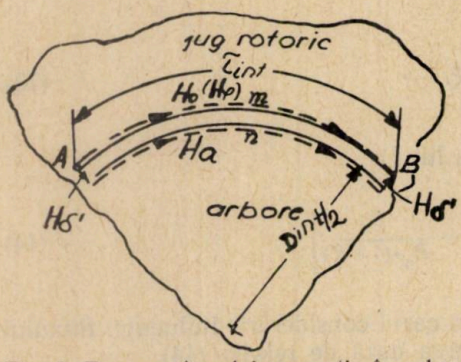


Fig. 8. Trecerea cîmpului magnetic în arbore.

Tensiunea magnetică între punctele A și B (fig. 8) este aceeași pe liniile A m B respectiv AnB. Cu mărimile definite mai sus această condiție devine:

$$H_0=H_a+H_{\delta'}\cdot\frac{\pi\delta'}{\tau_{int}} \tag{16}$$

unde τ_{int} este pasul polar corespunzător diametrului arborelui D_{int}. Notînd fluxul magnetic din jug ce trece prin ax cu $\Phi_2/2$, pe baza rezolvării ecuațiilor lui Maxwell, în ipotezele prezentate, conform [4], se obține:

$$\Phi_2=\frac{2K_sL\cdot H_a^{\left(\frac{n-1}{n}\right)}}{a\sqrt{(n-1)^2+A^2}}. \tag{17}$$

Mărimile ce intervin în relația (17) se determină în [4] cu expresiile:

$$m=-\frac{\pi^2}{\mu\tau_{int}^2}+\sqrt{\left(\frac{\pi^2}{\mu\tau_{int}^2}\right)^2+\frac{4n(n-1)\omega_2^2}{(2n-1)^2\cdot\rho^2}};$$

$$a=\frac{\omega_2}{(2n-1)\rho}\sqrt{\frac{2K_s}{m}};\quad A=\frac{(2n-1)m\rho}{2\omega^2}; \tag{18}$$

$$\mu=K_s\cdot H_a^{\left(-\frac{2}{n}\right)};\quad \omega_2=2\pi sf_1.$$

În relațiile (18) s reprezintă alunecarea mașinii, f_1 – frecvența statorică, ρ – rezistivitatea electrică de volum iar μ – permeabilitatea magnetică a oțelului arborelui.

Conform [4], la alunecări mai mari decît cea nominală, expresia lui m, cu erori admisibile, devine:

$$m=\frac{2\omega_2}{\rho(2n-1)}\cdot\sqrt{n(n-1)}. \tag{19}$$

Astfel volumul de calcul pentru Φ_2, la alunecări mari, se reduce sensibil. Pentru încărcarea pînă la sarcini ce nu depășesc cu mult sarcina nominală, se utilizează relațiile (18) în vederea obținerii unei precizii satisfăcătoare. Dependența între fluxul Φ_2 ce trece prin ax și intensitatea cîmpului $H_{\delta'}$ din intrefierul de montaj, este de forma:

$$\Phi_2=\frac{2}{\pi}\cdot\mu_0\tau_{int}\cdot LH_{\delta'}. \tag{20}$$

Datorită reacției curenților turbionari induși în ax, fluxul magnetic Φ_2 rămîne în urma intensității cîmpului H_a de pe suprafața arborelui cu unghiul ψ [4]:

$$\psi=\operatorname{arctg}\left(\frac{A}{n-1}\right). \tag{21}$$

Prin aproximare, se poate admite că H_a e în fază cu H_0, iar acesta în fază cu fluxul $\Phi_1/2$ ce trece prin jugul propriu-zis al indusului. Astfel, unghiul dintre fluxurile Φ_1 și Φ_2 se poate considera egal cu ψ. În acest caz, fluxul polar Φ se determină din expresia

$$\Phi=\sqrt{\Phi_1^2+\Phi_2^2+2\Phi_1\cdot\Phi_2\cdot\cos\psi}. \tag{22}$$

Calculul puterii active P și reactive Q „consumate" în ax se efectuează, în [5], cu expresiile:

$$P=pLH_a^{\frac{2n-1}{n}}\cdot\rho\cdot an \tag{23}$$

$$Q=pLH_a^{\frac{2n-1}{n}}\cdot\rho\cdot a\cdot(n-1). \tag{24}$$

Astfel se poate determina și încălzirea axului datorită curenților turbionari la diferite valori ale solicitărilor magnetice, dimensiunilor geometrice și alunecării.

Se menționează aici numai că această încălzire este maximă la pornire și scade cu creșterea vitezei motorului.

3. UTILIZAREA RELAȚIILOR DE CALCUL ÎN PROIECTAREA INDUSULUI

Pe baza relațiilor obținute în capitolele precedente trebuie stabilit un procedeu de calcul care să dea indicații ușor de utilizat în proiectarea indusului motoarelor de inducție prevăzute cu canale axiale rotorice de răcire și cu tolele fixate direct pe arbore. Rezolvarea analitică a sistemului de ecuații (1)–(22), în cazul precizării valorilor dimensiunilor geometrice, alunecării și fluxului polar este dificilă.

Pentru soluționarea problemei în prima etapă se neglijează intrefierul suplimentar de montaj δ', apoi pe baza rezultatelor obținute se poate trece la considerarea influenței acestuia asupra rezultatelor.

Cazul $\delta'=0$.

Se propune o rezolvare grafo-analitică a sistemului de ecuații (1)–(22). De obicei, în proiectare, în etapa calculului jugului indusului sînt cunoscute: D_{ext} – diametrul rotorului la baza dinților și Φ – fluxul polar. Din condiții de răcire rezultă de asemenea numărul și diametrul canalelor de răcire. Prin încercări experimentale se determină curbele de magnetizare ale tolelor respectiv oțelului arborelui iar din acestea, prin aproximări cu erori admisibile, se obțin dreptele (D_1), (D_2) și constantele de material K_s și n.

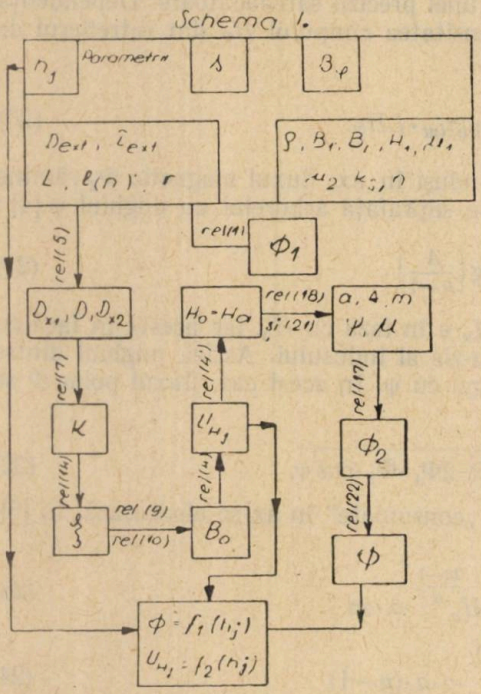


Fig. 9. Algoritm de calcul la $\delta'=0$.

Se consideră valoarea medie B_φ a amplitudinii inducției magnetice în jugul propriu-zis, în secțiunea fără canal, ca fiind cuprinsă în intervalul $(1{,}35 \div 1{,}45)$ T.

Mersul calculului poate fi sistematizat ca în schema I: Pe baza acestui algoritm de calcul, modificînd înălțimea h_j a jugului propriu-zis (schimbînd deci implicit și diametrul arborelui) se obțin caracteristicile $\Phi = f(h_j)$; $U_{Hj} = f(h_j)$ considerînd o anumită valoare a alunecării și B_φ fiind constantă. Din aceste curbe, la valoarea cerută a fluxului

polar, rezultă înălțimea jugului propriuzis cît și tensiunea magnetică corespunzătoare jugului echivalent rotoric.

Repetînd calculele la diferite valori ale alunecării, se poate evalua modificarea comportării mașinii cu viteza acesteia.

Se atrage atenția numai că la pornire, datorită adîncimii mici de pătrundere, (1÷2) mm, a undei electromagnetice în ax, tensiunea magnetică în jug crește simțitor față de regimul nominal. Prin aceasta componenta reactivă a curentului de pornire crește. De asemenea, prin fenomenul de inducție electromagnetică, apar curenți turbionari puternici (la $s=1$) al căror efect este exprimat de valoarea puterii active P dată de relația (23). Acest efect poate fi considerat ca fiind al unui curent suplimentar activ rotoric I''_{2ax} care se poate determina din relația:

$$P=m_1R'_2I''^2_{2ax}. \tag{25}$$

În această expresie R'_2 este rezistența echivalentă a înfășurării rotorice redusă la stator.

Astfel pot fi determinate componenta reactivă, respectiv cea activă suplimentară din curentul de pornire real al motorului. Determinarea valorii reale a curentului de pornire este impusă de dimensionarea optimă a aparatajului de pornire.

În vederea limitării creșterii curentului de pornire față de o mașină obișnuită, se alege valoarea medie B_φ a amplitudinii inducției în jugul propriuzis, spre limita inferioară a intervalului propus.

3.2. **Cazul** $\delta'\neq 0$.

În această situație, se precizează similar ca mai sus dimensiunile geometrice, alunecarea s și intrefierul de montaj δ'.

Pe baza rezultatelor obținute cu schema I se știu valorile orientative ale intensității cîmpului magnetic pe suprafața arborelui H_a; de asemenea se cunoaște lățimea h_j a jugului propriuzis.

Pentru mersul calculelor se prezintă schema II.

Astfel rezultă caracteristicile $\Phi=f(H_a)$ și $U_{hj}=f(H_a)$.

La valoarea cerută a fluxului polar se obține și tensiunea magnetică corespunzătoare jugului echivalent rotoric.

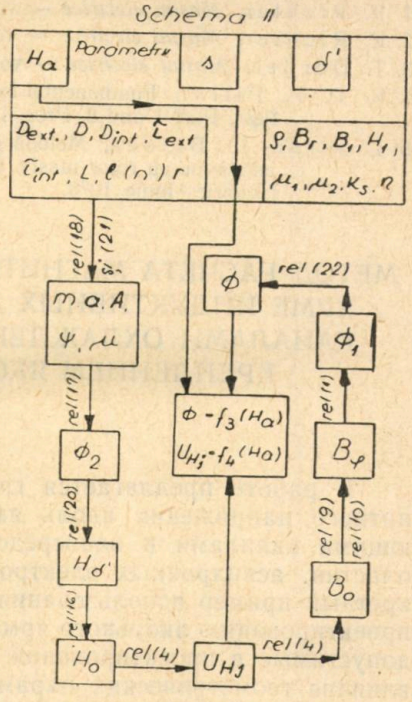


Fig. 10. Algoritm de calcul la $\delta'\neq 0$.

Avînd în vedere valorile în general mici ale intrefierului de montaj, acesta se va condisera în calcule numai cînd condiţiile de precizie o cer.

Prin aceste două algoritme de calcul, poate fi studiată influenţa parametrilor geometrici şi de material cît şi a alunecării asupra tensiunii magnetice a jugului echivalent rotoric.

III. CONCLUZII

Metoda de calcul propusă permite studiul influenţei canalelor axiale de răcire şi a pătrunderii cîmpului electromagnetic în ax în cazul fixării directe a tolelor pe arbore, asupra tensiunii magnetice din jugul echivalent rotoric.

În lucrare este urmărit numai efectul fundamentalei repartiţiei inducţiei şi cîmpului magnetic în jug dealungul pasului polar. Ipotezele simplificatoare folosite introduc erori admisibile în proiectare, astfel că metoda prezentată oferă indicaţii direct utilizabile în dimensionarea jugului echivalent rotoric.

BIBLIOGRAFIE

1. R. Richter, *Maşini electrice* — vol. II. Ed. tehn. Bucureşti 1959.
2. R. Richter, *Maşini electrice* — vol. I. Ed. tehn. Bucureşti 1958.
3. T. Dordea. *Maşini electrice* — vol. I. I. P. Timişoara 1967.
4. K. P. P. Pillai, Fundamental-frequency eddy-current loss due to rotating magnetic field. Part 1 and 2. Proc. I.E.E. vol. 116 nr. 3 March 1969 p. 407—414.
5. I. Soran, I. Boldea, Metodă grafo-analitică pentru studiul caracteristicilor maşinii asincrone cu rotor masiv. Bul. şt. şi tehnic I.P.T. „seria Electrotehnică" Tom. 1 ianuarie—iunie 1970.

МЕТОД РАСЧЕТА МАГНИТНОГО НАПРЯЖЕНИЯ В РОТОРНОМ ЯРМЕ ИНДУКТИВНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С АКСИАЛЬНЫМИ КАНАЛАМИ ОХЛАЖДЕНИЯ И С НЕПОСРЕДСТВЕННЫМ КРЕПЛЕНИЕМ ЯКОРНЫХ ПЛАСТИН НА ВАЛУ

(РЕЗЮМЕ)

В работе предлагается графо-аналитический метод изучения магнитного напряжения вдоль якорьного ярма с аксиальными охлаждающими каналами и непосредственным креплением на валу якорьных пластин, асинхронных электродвигателей. Дается, в виде схемы, конкретный пример использования выведенных соотношений в расчетах по проектированию якорьного ярма. Введенные упрощающие гипотезы дают допустимые в проектировании ошибки и дают возможность проследить влияние геометрических параметров, материала и скольжения на магнитное напряжение эквивалентного роторного ярма, без затруднений или громоздких расчетов.

A CALCULUS METHOD OF THE MAGNETIC VOLTAGE IN INDUCTION MACHINES ROTOR JOKE HAVING AXIAL COOLING CHANNELS AND MAGNETIC SHEETS FIXED DIRECTLY UPON THE SHAFT

(ABSTRACT)

The present paper proposes a grapho-analytical method for the study of magnetic voltage along the rotor joke, with cooling axial channels and having the sheet plates directly located on the shaft, at the induction motors. It is showed, too, in schemes, the concrete manner of the settled relations employment in rotor joke design. The simplifying assumptions, bring to acceptable, in design, errors and allow the control of influence of the geometrical, material parrametersi and slip upon equivalent rotor joke magnetic voltage, without uncommon difficulties or volum in calculus.

DESPRE ALGORITMELE DE IMPĂRȚIRE, APLICATE IN CALCULATOARELE ELECTRONICE NUMERICE

DE

I. KAUFMANN

1. INTRODUCERE

În literatura de specialitate sînt descrise multe algoritme pentru efectuarea operației de împărțire în calculatoarele electronice binare. De exemplu, algoritmele „comparării", a „refacerii restului parțial" și „fără refacerea restului parțial", descrise în [1] și altele.

În prezenta lucrare ne propunem să descriem un nou algoritm de împărțire, denumit: „cu resturi parțiale negative", cu ajutorul căruia se încearcă o prezentare unitară și cît mai precisă a întregului subiect. Nu se are în vedere aplicarea acestui algoritm într-un calculator concret.

2. NOTAȚII ȘI IPOTEZE

2.1. **Ipoteze asupra numerelor.** În cele ce urmează se va considera împărțirea în cazul numerelor întregi. Aceasta nu constituie o restricție a generalității, deoarece ulterior se pot atașa virgule binare numerelor, fără ca aceasta să modifice algoritmele.

Se vor presupune termenii împărțirii pozitivi sau nuli, anume: deîmpărțitul, notat A, se exprimă cu cel mult $2n$ cifre binare, împărțitorul notat B, cu cel mult n cifre binare, afară de cifra semn. Se va presupune $A<2^nB$, de unde rezultă, că atît restul notat: R cît și cîtul notat C se exprimă cu cel mult n cifre binare (afară de cifra semn). Cu alte cuvinte se presupune:

$$0\leqslant A<2^n\cdot B<2^{2n}. \tag{1}$$

Conform identității împărțirii avem:

$$A/B=C+R/B, \tag{2}$$

în care

$$0\leqslant C<2^n \tag{3}$$

$$0\leqslant R<B \tag{4}$$

2.2. **Dispozitivul aritmetic.** Algoritmele se vor descrie în ipoteza efectuării lor într-un dispozitiv aritmetic, care cuprinde trei registre: registrul primului operand, notat cu M, registrul acumulator, notat cu S și registrul auxiliar, notat cu I. Se presupune, că aceste registre cuprind cîte $n+2$ ranguri binare, notate cu indicii: $-1, 0, 1, 2, 3\ldots, n$. Rangurile -1 și 0 conțin în mod normal două cifre semn identice, celelalte ranguri conținînd cifrele proprii ale numărului (cifrele semn sînt necesare, cu toate că presupunem operanzii pozitivi, din cauza rezultatelor intermediare, care pot fi negative). Se presupune posibilitatea deplasării spre stînga în registrele S și I. Prin deplasare lungă stînga (prescurtat DLS) se înțelege o deplasare a tuturor cifrelor binare din registrele S și I cu cîte un rang la stînga, în cadrul căreia registrele se consideră în prelungire, formînd un singur registru de lungime dublă, astfel că cifra din I_{-1} se introduce în S_n, cifra din S_{-1} se pierde, iar în I_n se introduce zero. Se presupune prezența unui dispozitiv de adunare și scădere care funcționează după formulele: $(S)+(M)\to S$ respectiv $(S)-(M)\to S$, înțelegînd prin (S) numărul conținut în registrul S, analog și (M) și (I). Numerele negative se vor reprezenta în codul complementar modificat (cu 2 cifre semn), așa că în cadrul adunării cifra de transport din rangul -1 se ignorează. În cadrul operațiilor de adunare și scădere, rangurile de același indice ale registrelor M și S se corespund. Suma sau diferența corectă apare în S în ipoteza că nu are loc depășirea capacității registrului (prescurtat DCR).

2.3. **Poziția inițială.** În cadrul algoritmelor se presupune, că inițial împărțitorul B este cuprins în registrul M, iar deîmpărțitul A ocupă cele două registre S și I, anume: cele n cifre mai semnificative ale sale, împreună cu cifrele semn se găsesc în S, celelalte n cifre, mai puțin semnificative, se găsesc în primele n ranguri din I, iar I_{n-1} și I_n cuprind zero (fig. 1).

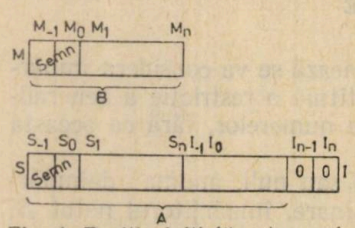


Fig. 1. Poziția inițială a termenilor în registrele dispozitivului aritmetic.

2.4. **Observație cu privire la adunare și scădere.** Înțelegînd prin k un număr întreg cuprins între zero și n: $0 \leqslant k \leqslant n$, se va nota cu $S(k)$ registrul obținut prin prelungirea lui S cu primele $n-k$ ranguri din I. De exemplu, inițial A este cuprins în $S(0)$, registrul $S(n)$ este identic cu S.

Dacă în cadrul adunării $(S)+(M)\to S$ nu are loc DCR, atunci se poate arăta ușor, că după efectuarea ei avem:

$$(S(k))=(S(k))_I+2^{n-k}\cdot(M)$$

unde $(S(k))_I$ respectiv $(S(k))$ reprezintă conținutul registrului $S(k)$ înainte și după adunare.

O observație analoagă se referă și la scădere.

3. ÎMPĂRȚIREA BINARĂ OBIȘNUITĂ

3.1. **Șirul resturilor parțiale.** Se știe, că prin aceasta se înțelege un șir finit de $n+1$ termeni, care se definește prin recurență astfel:

$$R_0=A \tag{5}$$

$$R_k=\begin{cases} R_{k-1}-2^{n-k}\cdot B, & \text{dacă } R_{k-1}-2^{n-k}\cdot B\geqslant 0, \\ R_{k-1} & \text{în caz contrar} \end{cases} \tag{6}$$

pentru $k=1,2,..,n$,

După cum se știe, acest șir are următoarele proprietăți:

3.1.1. *Proprietatea 1*:

$$0\leqslant R_k<2^{n-k}\cdot B \tag{7}$$

pentru $k=0, 1, 2, \ldots, n$.

3.1.2. *Proprietatea 2*: Șirul R_k este monoton necrescător.

3.2. **Algoritmul de împărțire binară** se poate formula astfel: Dacă notăm cu c_k ($k=1, 2, \ldots, n$) cifre binare definite după cum urmează:

$$\text{dacă } R_k<R_{k-1}, \quad c_k=1$$

$$\text{dacă } R_k=R_{k-1}, \quad c_k=0,$$

atunci numărul binar format din aceste cifre este cîtul, iar R_n este restul împărțirii $A:B$,

$$C=\sum_{k=1}^{n} c_k\cdot 2^{n-k} \tag{8}$$

$$R=R_n. \tag{9}$$

3.3. **Algoritmul „refacerii restului parțial".** Acesta reprezintă o transcriere imediată a celui precedent în funcție de dispozitivul aritmetic și poziția inițială, descrișii la punctele 2.2 și 2.3.

Algoritmul constă din următoarele operații:

1: DLS

2: $(S)-(M)\rightarrow S$

3: $\begin{cases} \text{dacă } (S)<0, \ (S)+(M)\rightarrow S, \\ \text{în caz contrar } 1\rightarrow I_n. \end{cases}$ (10)

Aceste operații se repetă de n ori, după care I conține cîtul și S restul împărțirii.

4. ALGORITMUL CU RESTURI PARȚIALE NEGATIVE

În continuare ne propunem să descriem un alt algoritm de împărțire, analog într-o oarecare măsură cu cele precedente. Acest algoritm prezintă interes, deoarece prin studiul său se înlesnește înțelegerea altor algoritme, importante din punctul de vedere al aplicațiilor practice.

4.1. **Şirul resturilor parţiale negative.** Algoritmul se bazează pe aşa numitul şir al resturilor parţiale negative, avînd $n+1$ termeni, care se definesc recursiv prin următoarele formule:

$$T_0 = A - 2^n B \tag{11}$$

$$T_k = \begin{cases} T_{k-1} + 2^{n-k} \cdot B, \text{ dacă } T_{k-1} + 2^{n-k} \cdot B < 0, \\ T_{k-1}, \text{ încaz contrar,} \end{cases} \tag{12}$$

pentru $k = 1, 2, \ldots, n$.

Referitor la acest şir vom demonstra următoarele proprietăţi:

4.1.1. *Proprietatea 1*:

$$-2^{n-k} \cdot B \leqslant T_k < 0 \tag{13}$$

pentru $k = 0, 1, 2, \ldots, n$.

Demonstraţie. Pentru $k=0$, relaţia (13) rezultă imediat din (1).

Pentru celelalte valori ale lui k, inegalitatea $T_k < 0$ rezultă evident din (12). Inegalitatea $T_k \geqslant -2^{n-k} B$ se va demonstra prin inducţie. Admitem deci, că $T_{k-1} \geqslant -2^{n-k+1} B$.

Dacă

$$T_{k-1} + 2^{n-k} B < 0$$

avem:

$$T_k = T_{k-1} + 2^{n-k} B \geqslant -2^{n-k+1} B + 2^{n-k} B = -2^{n-k} B,$$

iar dacă

$$T_{k-1} + 2^{n-k} B \geqslant 0$$

avem:

$$T_k = T_{k-1} \geqslant -2^{n-k} B$$

ceea ce trebuia demonstrat.

4.1.2. *Proprietatea 2.* Şirul T_k este monoton nedescrescător.

Aceasta este o consecinţă imediată a difiniţiei (12).

4.1.3. *Proprietatea 3.* Pentru A, B şi k daţi, avem:

$$R_k - T_k = 2^{n-k} B \tag{14}$$

Demonstraţia se face prin inducţie. Pentru $k=0$ egalitatea rezultă imediat din (5) şi (11). Admiţînd, că

$$R_{k-1} - T_{k-1} = 2^{n-k+1} B$$

rezultă

$$R_{k-1} - 2^{n-k} B = T_{k-1} + 2^{n-k} B \tag{15}$$

Dacă valoarea comună a celor doi membri ai acestei egalități este $\geqslant 0$ atunci conform (6) și (12) avem:

$$R_k = R_{k-1} - 2^{n-k}B \text{ și } T_k = T_{k-1}, \tag{16}$$

de unde rezultă imediat (14).

Dacă cei doi membri ai egalității (15) sînt <0, atunci

$$R_k = R_{k-1} \text{ și } T_k = T_{k-1} + 2^{n-k}B, \tag{17}$$

de unde rezultă din nou (14) așa că proprietatea este demonstrată.

Din acest raționament mai rezultă și

4.1.4. *Proprietatea 4.* Dacă pentru A, B și k dați, avem:

$$R_k < R_{k-1}, \text{ atunci } T_k = T_{k-1},$$

iar dacă

$$R_k = R_{k-1}, \text{ atunci } T_k > T_{k-1}$$

În adevăr, s-a văzut, că în orice caz sînt valabile sau formulele (16) sau (17) dar nu ambele, de unde rezultă proprietatea.

În concluzie se poate construi o imagine intuitivă a comportării mărimilor R_k și T_k, în forma unui grafic (fig. 2), din care rezultă valorile lui R_k și T_k în funcție de k.

Observăm că pe axa ordonatelor din figura 2 nu s-a luat o scară liniară, deoarece ar fi fost greu de respectat proprietatea 4.1.3, conform căreia distanța dintre graficele lui R_k și T_k se înjumătățește la fiecare trecere de la k la $k+1$. În schimb celelalte proprietăți se pot urmări bine în figură, în particular proprietatea 4.1.4 conform căreia cînd R_k rămîne constant T_k se modifică și invers.

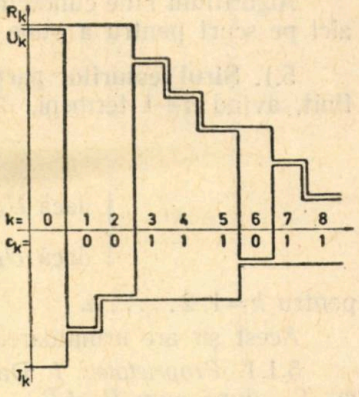


Fig. 2. Graficele lui R_k, T_k și U_k în funcție de k.

Conform algoritmului împărțirii binare (3.2), cifrele cîtului sînt determinate de forma graficelor R_k și T_k. În figura 2 s-au menționat și aceste cifre.

4.2. **Algoritmul cu resturi parțiale negative.**

4.2.1. *Forma generală a algoritmului* se poate enunța astfel: cifrele binare c_k ($k=1, 2, \ldots, n$) definite de relațiile:

dacă $T_k = T_{k-1}$ atunci $c_k = 1$,

dacă $T_k > T_{k-1}$ atunci $c_k = 0$,

sînt identice cu cele definite la 3.2, așa că $C = \sum_{k=1}^{n} c_k 2^{n-k}$ este cîtul împărțirii.

Această afirmație rezultă imediat din proprietatea de la 4.1.4 și din algoritmul de la 3.2. Pe baza ei putem enunța următorul algoritm, referindu-ne la dispozitivul aritmetic și la poziția inițială, descrisă la 2.2 și 2.3.

4.2.2. *Algoritmul enunțat pentru calculatoare* constă din următoarele operații:

Pregătire: $(S)-(M)\to S$.

Ciclu: 1 : DLS

2 : $(S)+(M)\to S$

3 : dacă $(S)\geqslant 0$: $(S)-(M)\to S$ și $1\to I_n$,
în caz contrar nu se execută nimic.

Ciclul se execută de n ori, după care I conține cîtul împărțirii.

Demonstrație. Se vede, că prin operația de pregătire se formează T_0 în $S(0)$, iar în cadrul ciclurilor se formează T_k în $S(k)$. În continuare se vede, că cifra zero, care în cadrul operației 1 : DLS se introduce în I_n și care se modifică eventual în cadrul operației 3, este identică cu cifra c_k, prin care afirmația este demonstrată.

Observăm că după executarea algoritmului, conținutul registrului S nu este restul împărțirii ci T_n. Restul se poate obține în S printr-o adunare suplimentară $(S)+(M)\to S$, deoarece conform formulei (14), $R_n=T_n+B$.

5. ALGORITMUL „FĂRĂ REFACEREA RESTULUI PARȚIAL"

Algoritmul bine cunoscut în literatură sub această denumire se va expune aici pe scurt pentru a pune în evidență legătura cu celelalte algoritme.

5.1. **Șirul resturilor parțiale nerefăcute.** Algoritmul se bazează pe un șir finit, avînd $n+1$ termeni, definit recursiv prin următoarele formule:

$$U_0=R_0 \tag{18}$$

$$\begin{cases} \text{dacă } U_{k-1}\geqslant 0, & U_k=U_{k-1}-2^{n-k}\cdot B \\ \text{dacă } U_{k-1}<0, & U_k=U_{k-1}+2^{n-k}\cdot B \end{cases} \tag{19}$$

pentru $k=1, 2, \ldots, n$.

Acest șir are următoarele proprietăți:

5.1.1. *Proprietatea 1.* Dacă $U_{k-1}=R_{k-1}$, atunci U_k este egal cu R_k sau cu T_k, după cum $R_k\neq R_{k-1}$ sau $R_k=R_{k-1}$, iar dacă $U_{k-1}=T_{k-1}$, atunci U_k este egal cu T_k sau cu R_k, după cum $T_k\neq T_{k-1}$, sau $T_k=T_{k-1}$.

Această proprietate se poate formula intuitiv astfel: șirul U_k este identic cu R_k atîta timp, cît acesta se modifică. Dacă R_k rămîne constant, U_k devine egal cu T_k și rămîne așa pînă cînd T_k se modifică. Dacă T_k rămîne constant, U_k redevine egal cu R_k, etc. În figura 2 se poate urmări și graficul lui U_k.

De aici rezultă, în particular, că orice termen al șirului U_k este egal cu R_k sau T_k.

Demonstrația proprietății se face prin inducție. Presupunînd $U_{k-1}=R_{k-1}$, rezultă $U_{k-1}\geqslant 0$, deci, după formula (19):

$$U_k=R_{k-1}-2^{n-k}\cdot B.$$

Dar din formula (6) rezultă, că dacă $U_k\geqslant 0$, atunci $U_k=R_k\neq R_{k-1}$ iar dacă $U_k<0$, atunci $R_k=R_{k-1}$ și conform (14):

$$U_k=T_k.$$

La fel se poate raționa și în ipoteza $U_{k-1}=T_{k-1}$, așa că proprietatea este demonstrată.

5.1.2. *Proprietatea 2.* Dacă în definiția șirului U_k, formula (18) se înlocuiește cu:

$$U_0=T_0 \tag{20}$$

păstrînd formulele (19) nemodificate, atunci se obține același șir U_k, (cu excepția evidentă a termenului U_0).

Demonstrație. Conform formulelor (18) și (19) avem:

$$U_1=U_0-2^{n-1}B=A-2^{n-1}B.$$

Conform formulelor (20) și (19) avem:

$$U_1=U_0+2^{n-1}B=A-2^n\cdot B+2^{n-1}B=A-2^{n-1}B$$

Din egalitatea celor două valori, rezultă proprietatea.

5.2. **Algoritmul „fără refacerea restului parțial".** Din algoritmul împărțirii binare (3.2) și din proprietatea de la 5.1.1, rezultă, că cifrele c_k ale cîtului sînt univoc determinate de șirul U_k, anume: dacă $U_k\geqslant 0$ atunci $c_k=1$, dacă $U_k<0$ atunci $c_k=0$. În consecință este suficient să formăm pe U_k în $S(k)$ și să stabilim cifra c_k în dependență de semnul lui (S). Algoritmul complet îl vom enunța cu ajutorul următoarei operații auxiliare:

5.2.1. *Definiția operației SM.* Se va nota cu SM operația: dacă $(S)\geqslant 0$ atunci $(S)-(M)\rightarrow S$, în caz contrar $(S)+(M)\rightarrow S$. Registrul S avînd două cifre semn, semnul lui (S) se va considera conform primei.

5.2.2. *Algoritmul enunțat pentru calculatoare.* Algoritmul considerat se poate descrie acum astfel:

1: DLS

2: SM

3: dacă $(S)\geqslant 0$ atunci $1\rightarrow I_n$ (în caz contrar I_n rămîne pe zero).

Aceste trei operații se repetă de n ori, după care I conține cîtul.

Din punct de vedere constructiv este avantajos a se precede algoritmul de mai sus de operațiile: 2: SM și 3: dacă $(S)\geqslant 0$ atunci $1\rightarrow I_n$. Aceasta nu modifică rezultatul final, deoarece operația SM formează T_0 în S (0), ceea ce

conform proprietății de la punctul 5.1.2 nu are efect. T_0 fiind negativ, nici cealaltă operație adăugată nu are efect.

Alte modificări simple, asupra cărora nu mai insistăm, conduc în final la algoritmul descris detaliat în [2].

BIBLIOGRAFIE

1. Chu Jaohan, *Bazele proiectării calculatoarelor numerice*, Editura tehnică, București 1968.
2. I. Kaufmann, Despre un algoritm de împărțire cu precizie dublă pentru calculatoare electronice numerice. Buletinul științific și tehnic al Institutului Politehnic Timișoara, Tom 13 (27), Fasc. 1, 1968.

ОБ АЛГОРИФМАХ ДЕЛЕНИЯ ИСПОЛЬЗУЕМЫХ В ЭЛЕКТРОННЫХ ЦИФРОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ МАШИНАХ

(РЕЗЮМЕ)

В работе описывается новый алгорифм для бинальных электронных цифровых вычислительных машин. Показана связь между этим алгорифмом и алгорифмами известными в литературе, как: бинарное деление, алгорифми без возстановления частичного остатка, и т. д. Целью работы является последовательное и точное изложение данного вопроса.

ON DIVISION ALGORITHMS FOR ELECTRONIC DIGITAL COMPUTERS

(ABSTRACT)

The paper discribes a new division algorithm for binary digital computers. Connections between this algorithm and the known ones, such as: binary division, non restoring method, etc., are revealed. The aim of the paper is to give a consistent and precise presentation of the whole subject.

SCHEMA LOGICĂ ITERATIVĂ PENTRU EFECTUAREA INMULȚIRII BINARE

DE

V. POP

1. INTRODUCERE

Înmulțirea este una dintre operațiile aritmetice care necesită un timp relativ lung deoarece pentru efectuarea ei este necesar un număr mare de adunări. Din acest motiv s-a căutat să se elaboreze scheme care să permită efectuarea simultană a înmulțirii, adică evitînd adunările succesive urmate de deplasări. O astfel de schemă este indicată în [1]. Aceste scheme implică însă un număr mare de elemente de circuit, motiv pentru care au fost considerate pînă nu de mult irealizabile. Odată cu dezvoltarea tehnicii circuitelor integrate și a logicii celulare aceste scheme au început să fie studiale din nou. În literatură [2], [3], [4], [6] au apărut în ultimul timp o serie de propuneri de efectuare simultană a înmulțirii folosind rețele celulare.

O rețea logică celulară reprezintă o aranjare iterativă de celule, combinaționale sau secvențiale, cu o interconectare regulată între celule. Aceste rețele se dovedesc avantajoase pentru realizarea în tehnica integrării pe scară largă, astfel de rețele putînd deveni părți componente ale diferitelor subansamble din calculator.

În prezenta lucrare se prezintă o rețea celulară pentru efectuarea simultană a înmulțirii binare care diferă de cele propuse în literatură prin modul de concepere a celulelor iterative și se indică o metodă de reducere a rețelei în cazul folosirii ei pentru înmulțirea cu rotunjire.

2. STRUCTURA SCHEMEI LOGICE

Algoritmul obișnuit de înmulțire a două numere binare subunitare X și Y, reprezentate în codul direct sub forma $X=x_0, x_1, x_2 \ldots x_i \ldots x_n$ și $Y = y_0, y_1 y_2 \ldots$ $\ldots y_j \ldots y_n$, unde x_i pentru $i = 1,\ldots,n$ și y_j pentru $j=1,\ldots,n$, sînt cifrele de pe poziția 2^{-i} respectiv 2^{-j}, constă în efectuarea produselor $P_{i,j}=x_i y_j$ și adunarea acestor porduse deplasate conform tabelului 1.

Tabelul 1

x_0	x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x			
y_0	y_1	y_2	y_3	y_4	y_5				
	x_1y_1	x_2y_1	x_3y_1	x_4y_1	x_5y_1				
		x_1y_2	x_2y_2	x_3y_2	x_4y_2	x_5y_2			
			x_1y_3	x_2y_3	x_3y_3	x_4y_3	x_5y_3		
				x_1y_4	x_2y_4	x_3y_4	x_4y_4	x_5y_4	
					x_1y_5	x_2y_5	x_3y_5	x_4y_5	x_5y_5
z_0, z_1	z_2	z_3	z_4	z_5	z_6	z_7	z_8	z_9	z_{10}

Din tabelul 1 rezultă că pentru a obține cifra z_k din reprezentarea produsului $Z=X\cdot Y$, trebuie adunate toate produsele $P_{i,j}$ de pe coloana k, unde $k=i+j$, împreună cu transferurile $T_{k+1,j}$, rezultate în urma adunării produselor $P_{i,j}$ de pe coloana $k+1$. La intersecția coloanei k din tabelul 1 cu linia j trebuie prevăzută deci o celulă P care să facă produsul $P_{i,j}$

$$P_{i,j}=x_i\cdot y_j \tag{1}$$

și o celulă S care să adune la suma $S_{k,j-1}$, obținută pînă la linia j, transferul de pe linia j din coloana $k+1$ și produsul $P_{i,j}$.

$$S_{k,j}=S_{k,j-1}\oplus P_{i,j}\oplus T_{k+1,j} \tag{2}$$

Celulele P și S sînt reprezentate simbolic în fig.1, iar rețeaua celulară care realizează simultan înmulțirea conform algoritmului din tabelul 1 este reprezentată în fig. 2.

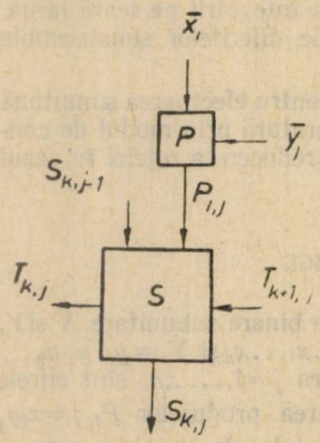


Fig. 1. Celulele P și S.

Rețeaua are structură regulată cu excepția marginilor. Pentru înmulțirea a două numere cu cîte n cifre fiecare sînt necesare un număr $N_p=n\cdot n=n^2$ de celule P și un număr $N_s=(n-1)n$ de celule S. Rețeaua ajunge în starea stabilă după un timp t_p, cînd toate potențialele liniilor pentru sumă și transfer de la intrarea celulelor S sînt stabile. Acest timp este determinat de timpul de obținere a sumei respectiv transferului într-o celulă S și de numărul cifrelor deînmulțitului și a înmulțitorului. Pentru o rețea cu configurația celei din fig. 2, cînd deînmulțitul și înmulțitorul au n cifre, t_p se claculează cu formula (3).

$$t_p=t_i+(n-1)t_s+nt_t. \tag{3}$$

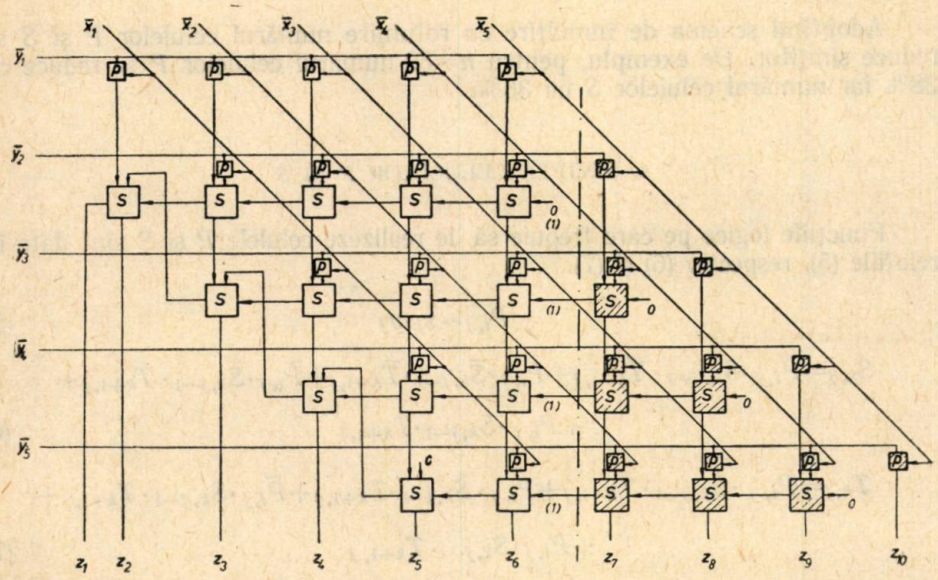


Fig. 2. Rețeaua celulară pentru efectuarea înmulțirii a două numere cu cîte cinci cifre.

unde

t_f este timpul în care se obține produsul a două cifre în celula P,

t_s – timpul după care se obține suma parțială în celula S, iar

t_t – timpul după care se obține transferul în celula S.

3. SCHEMA LOGICĂ PENTRU ÎNMULȚIREA CU ROTUNJIRE

În cazul cînd se prevede pentru calculator numai operația de înmulțire cu rotunjire schema logică din fig. 2 poate fi redusă, renunțînd la o parte din coloanele cu indice mai mare decît n, unde n e numărul de cifre al celor doi operanzi. Pentru ca eroarea maximă obținută prin această reducere să fie mai mică decît $1 \cdot 2^{-n}$ se vor păstra, în plus față de cele n coloane necesare pentru obținerea produsului cu n cifre, încă m coloane suplimentare, unde m se poate calcula din expresia (4).

$$n-(m+1)<2^{m+1} \tag{4}$$

Această expresie rezultă din condiția ca suma coloanelor neglijate în ipoteza cea mai defavorabilă, cînd toate produsele sînt egale cu 1 să nu depășească $1 \cdot 2^{-n}$, transferul pentru celulele S din marginea din dreapta a schemei reduse fiind egal cu 1. Aplicînd expresia (4) pentru cazul cînd $n=5$ se obține o rețea care diferă de rețeaua din fig. 2 prin faptul că lipsesc celulele haşurate. Prin considerarea transferului pentru celulele din dreapta egal cu 1, în acest caz pentru coloana 6, se face ca eroarea datorită eliminării celulelor haşurate să nu fie în același sens.

Adoptînd schema de înmulţire cu rotunjire numărul celulelor P şi S se reduce simţitor. De exemplu, pentru $n=32$ numărul celulelor P se reduce cu 38% iar numărul celulelor S cu 36%.

4. SINTEZA CELULELOR P ŞI S

Funcţiile logice pe care trebuie să le realizeze celulele P şi S sînt date în relaţiile (5), respectiv (6) şi (7).

$$P_{i,j}=x_i \cdot y_j \tag{5}$$

$$S_{k,j}=\overline{P}_{i,j} \cdot S_{k,j-1} \cdot \overline{T}_{k+1,j}+P_{i,j} \cdot \overline{S}_{k,j-1} \cdot \overline{T}_{k+1,j}+\overline{P}_{i,j} \cdot \overline{S}_{k,j-1} \cdot T_{k+1,j}+$$
$$+P_{i,j} \cdot S_{k,j-1} \cdot T_{k+1,i} \tag{6}$$

$$T_{k,j}=P_{i,j} \cdot S_{k,j-1} \cdot \overline{T}_{k+1,j}+P_{i,j} \cdot \overline{S}_{k,j-1} \cdot T_{k+1,j}+\overline{P}_{i,j} \cdot S_{k,j-1} \cdot T_{k+1,j}+$$
$$+P_{i,j} \cdot S_{k,j-1} \cdot T_{k+1,j} \tag{7}$$

Expresia (7) se poate scrie sub forma minimă disjunctivă (8).

$$T_{k,j}=P_{i,j} \cdot S_{k,j-1}+P_{i,j} \cdot T_{k+1,j}+S_{k,j-1} \cdot T_{k+1,j}. \tag{8}$$

Pentru ca celulele obţinute să poată fi realizate cît mai economic sub formă de circuite integrate se prevăd în locul circuitelor logice „ŞI" şi „SAU"

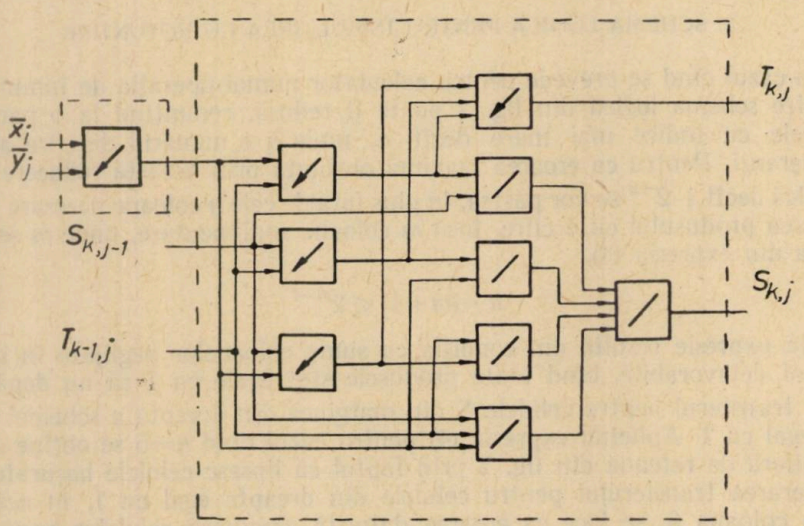


Fig. 3. Schema logică a celulelor P şi S.

circuite logice „NICI" și „ȘI-NU". Expresia (5) se poate scrie folosind operația „NICI", notată „↙" și păstrînd negația sub forma (9),

$$P_{i,j} = \swarrow(\bar{x}_i, \bar{y}_j) \tag{9}$$

iar expresiile (6) și (7) folosind operația „NICI" și operația „ȘI-NU", notată „/", sub forma (10) respectiv (11).

$$S_{k,j} = \{/[\swarrow(P_{i,j}, T_{k+1,j}), S_{k,j-1}], /[P_{i,j}, \swarrow(S_{k,j-1}, T_{k+1,j})], /[\swarrow(P_{i,j}, S_{k,j-1}), T_{k+1,j}], /[P_{i,j}, S_{k,j-1}, T_{k+1,j}]\} \tag{10}$$

$$T_{k,j} = \swarrow[\swarrow(P_{i,j}, S_{k,j-1}), \swarrow(P_{i,j}, T_{k+1,j}), \swarrow(S_{k,j-1}, T_{k+1,j})]. \tag{11}$$

Rețeaua combinațională cu elemente logice „NICI" și „ȘI-NU" care realizează funcțiile date de expresiile (10) și (11) este reprezentată în fig. 3. Această rețea poate fi realizată și folosind numai circuite logice de același fel, de exemplu numai circuite „NICI" (vezi [5]). S-a preferat sinteza expusă mai sus deoarece conduce la o rețea cu mai puține niveluri, și anume trei niveluri pentru realizarea lui $S_{k,j}$ și numai 2 niveluri pentru realizarea lui $T_{k,j}$, lucru important deoarece trebuie ca timpii t_s și t_t să fie cît mai scurți, pentru ca timpul de efectuare a înmulțirii să poată fi redus cît mai mult.

5. CONCLUZII

Schema propusă în lucrare prezintă avantaje, față de schemele cunoscute din literatură, privind timpul de efectuare al înmulțirii care la același tip de elemente logice și același număr de cifre scade datorită reducerii numărului de niveluri din celulule rețelei logice celulare. Ea se pretează pentru realizarea în tehnica circuitelor integrate avînd la bază elemente logice „NICI" și „ȘI-NU" care se integrează în mod avantajos. În cazul folosirii înmulțirii cu rotunjire schema propusă permite reducerea numărului de circuite cu peste 35%, eroarea cu care se obține rezultatul rămînînd sub $1 \cdot 2^{-n}$.

BIBLIOGRAFIE

1. Chu Yaohan, Digital Computer Design Fundamentals. Mc. Graw-Hill Book Company, Inc. New-York 1962.
2. I. C. Hoffmann, B. Lacaze și P. Csillag, „Iterative logical network for parallel multiplication". Electronics Letters 1968, 4 pg. 178.
3. K. J. Dean, A Design for a full multiplier. Proceedings of the IEE Nov. 1968 vol. 115 pg. 1592—1994.
4. A. Habibi, P. A. Wintz, Fast multipliers. IEE Transactions on Computers, febr. 1970, pp. 153—157.
5. D. Zissos, G. W. Copperwhite, Further Developments in the Design of Minimal NOR (and NAND). Combinational Switchnig Circuits for N-Variables. Electronic Engineering, Iuly 1966 pp. 436—442.
6. M. A. Karțev, *Arifmetica țifrovîh mașin.* Izdatelstvo „Nauka", glavnaia redacția fizico-matematicescoi literaturî, Moscova, 1969.

ЯЧЕСТАЯ СЕТЬ ДЛЯ ОДНОВРЕМЕННОГО УМНОЖЕНИЯ ДВУХ ЧИСЕЛ В ДВОИЧНОЙ СИСТЕМЕ

(РЕЗЮМЕ)

В работе предлагается логическая схема для одновременно умножения двух чисел в двоичной системе, выполненная в виде ячеистой сети, указывая также метод упрощения схемы в случае когда применяется только умножение с округлением.

Для синтеза яечек сети применялись логические цепи «ИЛИ-НЕ» и «И-НЕ» для выполнения в виде интегрированных цепей.

Предложеная схема для умножения с округлением позволяет упростить число элементов.

INTERATIVE LOGICAL CIRCUIT FOR THE MULTIPLICATION OF TWO BINARY NUMBERS

(ABSTRACT)

The paper presents a logic diagram for simultaneous multiplication of two binary numbers, organized as an iterative network. Indicated is also a reduction method of the diagram in the case of using only the rounding off multiplication.

For the synthesis of the network cells, logic „NOR" and „NAND" circuits had been used in order to realize them in the form of integrated circuits.

The proposed diagram for the multiplication with rounding off permits a considerable reduction of the number of elements.

CIRCUIT BASCULANT BISTABIL NESIMETRIC REALIZAT CU UN AMPLIFICATOR DIFERENȚIAL CU REACȚIE POZITIVĂ

DE

V. POPOVICI

Circuitele basculante bistabile nesimetrice (CBN_s), numite uneori triggere Schmitt, prezintă o importanță deosebită în tehnica impulsurilor, datorită aplicațiilor lor multiple. Schema unui CBN_s clasic, reprezentată în fig. 1, se caracterizează prin faptul că cele două tranzistoare sînt cuplate prin emitoarele lor prin și reacția pozitivă care există între tranzistorul T_1 și tranzistorul T_2. În lucrarea de față se va descrie o metodă nouă de realizare a CBN_s, care prezintă unele avantaje față de CBN_s din fig. 1.

În lucrare se folosesc notațiile:

α_N — coeficientul de amplificare în curent al tranzistorului în conexiunea bază comună normală;

α_I — coeficientul de amplificare în curent al tranzistorului în conexiunea bază comună inversă;

β_N — coeficientul de amplificare în curent al tranzistorului în conexiunea emitor comun normală;

I_{CBO} — curentul rezidual al tranzistorului în conexiunea cu bază comună:

I_{CEO} — curentul rezidual al tranzistorului în conexiunea cu emitor comun;

U_T — tensiunea termică; la tranzistoarele cu germaniu, la 25 °C, $U_T \approx 26$ mV.

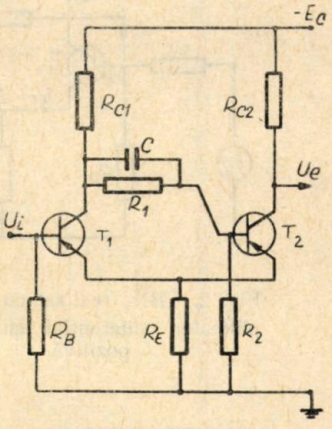


Fig. 1. CBN_s tipic.

1. FUNCȚIONAREA CBN_s REALIZAT CU UN AMPLIFICATOR DIFERENȚIAL CU REACȚIE POZITIVĂ

CBN_s propus (fig. 2) este format dintr-un amplificator diferențial obișnuit (tranzistoarele T_1 și T_2, rezistențele R_E, R_{c1} și R_{c2}) în care se asigură o reacție pozitivă prin intermediul rezistenței R_R. Rezistența R_P stabilește punctul de funcționare în starea preferată a circuitului (T_1 blocat, T_2 — conductor) în absența tensiunii de la intrare. Rezistența R_G reprezintă o rezistență introdusă deliberat în circuit, în serie cu rezistența interioară a generatorului de tensiune; rolul ei va fi explicat ulterior.

Principiul de funcționare al CBN_s din fig. 2 este asemănător cu cel al schemei clasice și este descris sugestiv cu ajutorul caracteristicelor intrare-ieșire, reprezentate în fig. 3 *a* și 3 *b*. Forma lor este asemănătoare cu a caracteristicilor CBN_s din fig. 1 ; ele prezintă particularitatea că tensiunile de prag (E_1 și E_2) au polarități diferite față de masă. În paragraful următor vor fi deduse expresiile analitice ale caracteristicilor de intrare-ieșire. Ieșirea circuitului care se folosește în aplicații o constituie borna C_1, pentru că ea nu face parte din bucla de reacție.

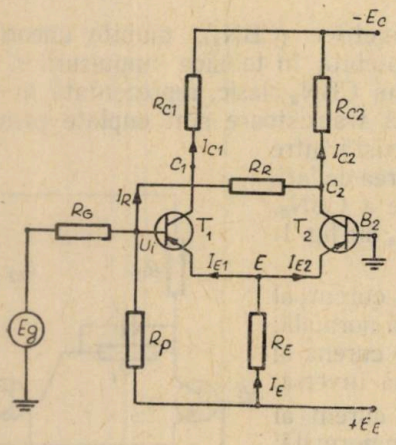


Fig. 2. CBN_s realizat cu un amplificator diferențial cu reacție pozitivă.

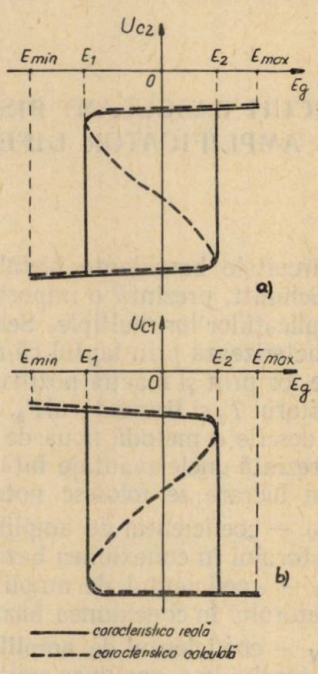


Fig. 3. Caracteristicile intrare-ieșire ale CBN_s propus.

2. EXPRESIILE ANALITICE ALE CARACTERISTICILOR INTRARE-IEȘIRE

Expresiile ce se stabilesc corespund curbelor trasate cu linie întreruptă în fig. 3, care coincid cu caracteristicile intrare-ieșire ale circuitului numai în intervalele (E_{min}, E_2) și (E_1, E_{max}). Stările corespunzătoare punctelor aflate în interiorul intervalului *m-n* al curbelor sînt instabile și nu pot fi obținute experimental. Expresiile caracteristicilor intrare-ieșire vor fi deduse pe baza relațiilor care descriu funcționarea circuitului în acest interval de stări instabile, dar dacă se neglijează curentul rezidual al tranzistoarelor, expresiile respective își extind valabilitatea pe întregul interval de variație al tensiunii de la intrare (E_{min}, E_{max}).

2.1. Expresia analitică a caracteristicii $U_{c2}=f(E_g)$.

Relațiile ce se stabilesc în continuare se referă la tensiunile și curenții notați în fig. 2. În cele ce urmează sînt acceptate următoarele aproximări:

$$\alpha_{N1}=\alpha_{N2}=\alpha_N;\quad I_{CB01}=I_{CB02}\approx 0;\quad E_E \gg |U_E|.$$

1°. În prima fază se deduc expresiile care determină variația curenților de emitor ai tranzistoarelor în funcție de tensiunea U_i; în acest scop vor fi folosite următoarele ecuații:

$$I_{E1}+I_{E2}=I_E\approx\frac{E_E}{R_E} \tag{1}$$

$$U_i=-U_{BE2}+U_{B1} \tag{2}$$

$$U_{B1}\approx U_T\ln\frac{(1-\alpha_1)I_{E1}}{I_{EB0}}\quad (3);\quad U_{EB2}\approx U_T\ln\frac{(1-\alpha_1)I_{E2}}{I_{EB0}} \tag{4}$$

Rezolvînd sistemul de ecuații (1)–(4) în raport cu I_{E1} și I_{E2} rezultă expresiile căutate:

$$I_{E1}=\frac{E_E}{R_E}\cdot\frac{1}{1+\exp(U_i/U_T)} \tag{5}$$

$$I_{E2}=\frac{E_E}{R_E}\cdot\frac{\exp(U_i/U_T)}{1+\exp(U_i/U_T)}. \tag{6}$$

2°. În a doua fază se determină legătura care există între tensiunea U_{c2} și tensiunea U_i, pornind de la egalitatea

$$I_R+\alpha_N I_{E2}=I_{C2} \tag{7}$$

sau

$$\frac{U_i-U_{c2}}{R_R}+\alpha_N\frac{E_E}{R_E}\cdot\frac{\exp(U_i/U_T)}{1+\exp(U_i/U_T)}=\frac{U_{c2}+E_c}{R_{c2}}. \tag{8}$$

În cele mai multe cazuri $E_c>(3-4)\,U_i$; pentru ca tensiunea U_{c2} să nu depindă mult de E_g, circuitul trebuie proiectat astfel încît $R_R>(7-8)\,R_{c2}$; în consecință, în ecuația (8) putem considera:

$$|U_i/R_R|\ll E_c/R_{c2}$$

fără a introduce erori mai mari de 4–5%.

În felul acesta, rezolvînd ecuația (8) în raport cu U_i se obține:

$$U_i\approx U_T\ln\frac{E_c+U_{c2}(1+R_{c2}/R_R)}{\alpha_N\frac{E_E}{R_E}R_{c2}-[E_c+U_{c2}(1+R_{c2}/R_R)]}. \tag{9}$$

3°. În a treia fază se determină expresia căutată $U_{c2}=f(E_g)$, scriind suma curenților în nodul B_1 și folosind relațiile deduse mai sus:

$$\frac{E_g-U_i}{R_G}+\frac{E_E-U_i}{R_p}+(1-\alpha_N)\,I_{E1}=\frac{U_i-U_{c2}}{R_R}. \tag{10}$$

Prin introducerea relației (5) în (10) și eliminarea termenului U_i între ecuațiile (9) și (10) rezultă:

$$E_g=R_G\left(\frac{U_T}{R}\ln\frac{U^*_{c2}}{2S_2-U^*_{c2}}-\frac{2S_2-U^*_{c2}}{\beta_N R_{c2}}-\frac{U^*_{c2}-E_c}{R_R+R_{c2}}-\frac{E_E}{R_p}\right) \tag{11}$$

unde s-au folosit notațiile:

$$R_R+R_p+R_G=R \tag{12}$$

$$E_c+U_{c2}\,(1+R_{c2}/R_R)=U^*_{c2} \tag{13}$$

$$\alpha_N\frac{E_E}{R_E}R_{c2}=2S_2. \tag{14}$$

2.2. **Expresia analitică a caracteristicii** $U_{c1}=f(E_g)$.

Pentru calculul acestei expresii se va porni de la:

$$U_{c1}=-E_c+\alpha_N\frac{E_E}{R_E}\cdot\frac{1}{1+\exp\,(U_i/U_T)}R_{c1}. \tag{15}$$

Prin introducerea relației (9) în (15) rezultă:

$$U_{c1}+E_c=\alpha_N\frac{E_E}{R_E}\cdot\frac{2S_2-U^*_{c2}}{2S^2}R_{c1}. \tag{16}$$

Dacă se folosesc notațiile:

$$U_{c1}+E_c=U^*_{c1} \quad (17) \quad \text{și} \quad \alpha_N\frac{E_E}{R_E}R_{c1}=2S_1 \tag{18}$$

și se rezolvă ecuația (16) în raport cu U^*_{2c}, se obține:

$$U^*_{c2}=\frac{S_2}{S_1}(2\,S_1-U^*_{c1}). \tag{19}$$

Prin introducerea relației (19) în (11) și după efectuarea unor transformări simple se obține, în final:

$$E_g=R_G\left(\frac{U_T}{R}\ln\frac{2S_1-U^*_{c1}}{U^*_{c1}}-\frac{U^*_{c1}}{\beta_N R_{c1}}-\frac{2S_2-\frac{R_{c2}}{R_{c1}}U^*_{c1}-E_c}{R_R+R_{c2}}-\frac{E_E}{R_p}\right). \tag{20}$$

3. DISCUȚIA EXPRESIILOR ANALITICE ALE CARACTERISTICILOR INTRARE-IEȘIRE

Condiția de funcționare ca CBN_s a circuitului din fig. 2 poate fi stabilită din relațiile (11) sau (20), care trebuie să prezinte puncte de extrem. În consecință, va fi suficient ca discriminantul ecuației de gradul II, care rezultă prin derivarea funcțiilor $U_{c2} = f(E_g)$ respectiv $U_{c1} = f(E_g)$, să fie strict pozitiv. Astfel, se obține:

$$\frac{dE_g}{dU^*_{c2}} = R_G\left[\frac{U_T}{R}\cdot\frac{2S_2}{(2S_2-U^*_{c2})\,U^*_{c2}} + \frac{1}{\beta_N R_{c2}} - \frac{1}{R_R+R_{c2}}\right] \tag{21}$$

$$\frac{dE_g}{dU^*_{c1}} = -R_G\left[\frac{U_T}{R}\cdot\frac{2S_1}{(2S_1-U^*_{c1})\,U^*_{c1}} + \frac{1}{\beta_N R_{c1}} - \frac{R_{c2}}{R_{c1}}\cdot\frac{1}{R_R+R_{c2}}\right]. \tag{22}$$

Dacă se introduc condițiile:

$$\frac{dE_g}{dU^*_{c2}} = 0 \quad \text{și} \quad \frac{dE_g}{dU^*_{c1}} = 0,$$

relațiile (21) și (22) devin două ecuații de gradul II, ale căror discriminanți se vor nota cu D_1, respectiv D_2 și au forma:

$$D_1 = S_1^2 - 2S_1\,\frac{U_T}{R}\cdot\frac{(R_R+R_{c2})\,\beta_N}{(\beta_N-1)\,R_{c2}-R_R}\cdot R_{c1} \geqslant 0. \tag{23}$$

$$D_2 = S_2^2 - 2S_2\,\frac{U_T}{R}\cdot\frac{(R_R+R_{c2})\,\beta_N}{(\beta_N-1)\,R_{c2}-R_R}\,R_{c2} \geqslant 0. \tag{24}$$

Ținînd seama de notațiile (16) și (22), inegalitățile (23) și (24) conduc la condiția unică:

$$\alpha_N\frac{E_E}{R_E} \geqslant \frac{4U_T}{R}\cdot\frac{(R_R+R_{c2})\,\beta_N}{(\beta_N-1)\,R_{c2}-R_R}. \tag{25}$$

Observație: dacă nu ar exista rezistența R_G, atunci $E_E = U_l$ și relația (11) ar fi identică cu relația (9). Derivata funcției $U_l = f(U_{c2})$ definită de relația (9) nu admite rădăcini reale, în consecință nu ar exista puncte de extrem și circuitul din fig. 2 ar funcționa ca un amplificator cu două etaje, nu ca CBN_s.

4. REZULTATE EXPERIMENTALE

A fost realizat un CBN_s ale cărui elemente au următoarele valori: $E_c = 1{,}6\,V$; $E_E = 3\,V$; $R_{c1} = 170\,\Omega$; $R_{c2} = 200\,\Omega$; $R_R = 1{,}7\,k\Omega$; $R_E = 0{,}75\,k\Omega$; $R_G = 3{,}3\,k\Omega$; $R_p = 4{,}8\,k\Omega$. În fig. 4 *a* și *b* sînt reprezentate caracteristicile intrare-ieșire ale circuitului, calculate și măsurate cu ajutorul osciloscopului.

În fig. 5 *a* – *e* sînt redate oscilogramele tensiunilor din diferite puncte ale circuitului. Pentru a obține rezultate ușor de interpretat s-a aplicat la

intrare o tensiune de formă trapezoidală şi frecvenţă de repetiţie relativ mică (10 kHZ). Circuitul a funcţionat bine pînă la frecvenţe de repetiţie de 3 MHZ. cu impulsuri dreptunghiulare, cu tranzistoare EFT 319, avînd $f_\alpha = 20$ MHZ, $\beta_N = 120$.

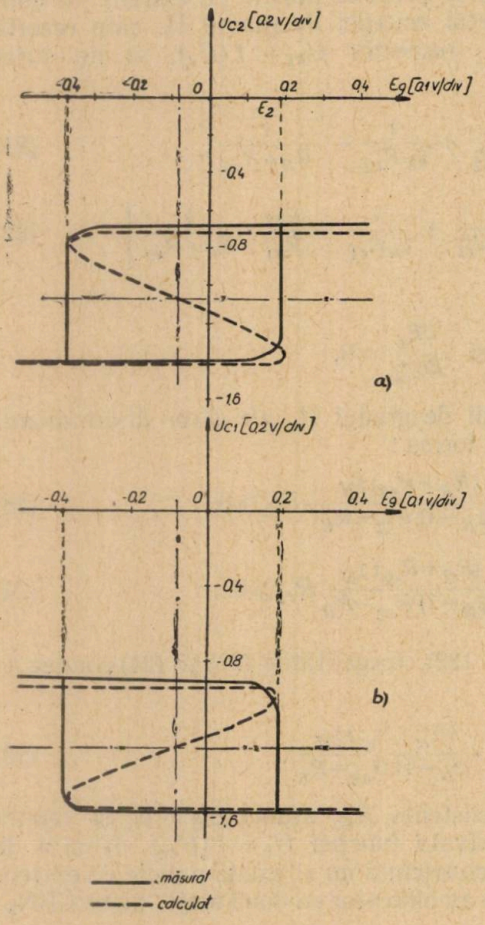


Fig. 4. Caracteristicile intrare-ieşire ale CBN_s realizat (calculate şi măsurate).

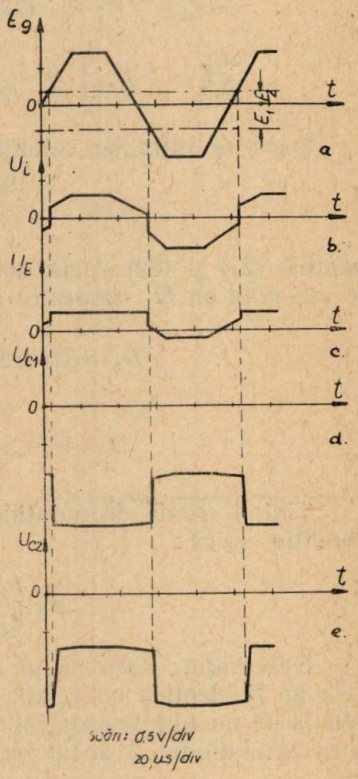


Fig. 5. Oscilogramele tensiunilor.

5. CONCLUZII

Rezultatele experimentale concordă bine cu calculele. Circuitul prezintă următoarele avantaje:

1. Datorită faptului că baza tranzistorului este legată la masă (sau la o altă tensiune fixă) se obţine o stabilitate mai bună a tensiunilor de prag.

2. Influența variațiilor de temperatură este redusă pentru că variațiile tensiunilor bază-emitor ale celor două tranzistoare se compensează parțial spre deosebire de cazul CBN_s din fig. 1, la care baza tranzistorului T_2 nu este legată de masă.

3. Frecvența maximă de funcționare a circuitului este ridicată, din cauză că se folosește comutarea de curent; în consecință, se poate renunța la condensatorul de accelerare, care produce efecte supărătoare la CBN_s din fig. 1 (tensiunile de prag depind de viteza de variație a tensiunii E_g).

4. Proiectarea și realizarea CBN_s prezentat în lucrare se simplifică foarte mult dacă amplificatorul diferențial folosit este un circuit integrat; prin adăugarea rezistențelor R_R, R_P și R_G se obține un CBN_s având parametrii doriți.

BIBLIOGRAFIE

1. J. Millman, H. Taub, Pulse, digital and Switching wowe-forms. New York, SUA, Mc. Graw-Hill Book Company. 1965.

СХЕМА НЕСИММЕТРИЧЕСКОГО ТРИГЕРА С ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫМ УСИЛИТЕЛЕМ С ПОЛОЖИТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

(РЕЗЮМЕ)

В работе описывается новая схема несимметричного тригера с эмитерной связью, осуществленная при помощи дифференциального усилителя с положительной обратной связью. Анализ цепи производится на основании аналитических выражений зависимости выходного напряжения тригера от входного управляющего напряжения.

Теоретические результаты проверены измерениями проведенными на осуществленной схеме.

SCHMITT TRIGGER CIRCUIT USING A DIFFERENTIAL AMPLIFIER WITH POSITIVE FEEDBACK

(ABSTRACT)

The paper describes a new Schmitt trigger circuit wich uses a differential amplifier with positive feedback rezistance. The analysis of the circuit is based on the equations derived for the input-output voltages characteristics. A practical circuit was accomplished and the theoretical considerations have been verified experimentally.

DETERMINAREA REPARTIȚIEI OPTIME A PUTERILOR REACTIVE IN REȚELELE RADIALE

DE

A. BUTA

Dezvoltarea impetuoasă a sistemului electroenergetic, ca urmare a creșterii rapide a consumului de energie electrică ridică o serie de probleme importante economiei naționale.

Fără îndoială că printre ele se numără și aceea a gospodăririi energiei reactive.

CONSIDERAȚII GENERALE

Se știe că transportul puterii reactive într-un sistem electroenergetic duce la înrăutățirea condițiilor tehnico-economice de funcționare ale acestuia. Rezultă prin urmare necesitatea reducerii circulației de putere reactivă într-un sistem, lucru ce se realizează prin compensarea puterii reactive. Ea se poate face pe linii și transformatoare, sau la consumatori [1].

Valoarea puterii reactive ce urmează a fi compensată rezultă pe baza unui calcul tehnico-economic [2]. Stabilirea întîmplătoare a acestei puteri sau compensarea ei excesivă, poate duce la înrăutățirea condițiilor de funcționare a sistemului și la investiții neeconomice [3], [4].

Metodele de calcul pentru stabilirea eficacității compensării puterii reactive diferă atît ca dificultate cît și ca volum la rețelele radiale, la cele buclate, sau buclate complex [2]. În aceste calcule se folosește echivalentul energetic al puterii reactive și o mărime A definită prin Instrucțiunea 58—55 din [1]. Determinarea acestora făcîndu-se pe baza valorilor medii anuale ale puterilor și nivelelor medii de tensiune din diversele puncte ale sistemului, erorile pot atinge valori mari [2].

În cele ce urmează se propune o metodă grafo-analitică de determinare a puterilor reactive necesare pentru compensare în rețelele radiale. Această metodă permite utilizarea puterii ce stă la dispoziție pentru compensare, astfel încît pierderile de putere activă să fie minime, sau stabilirea puterii reactive ce trebuie compensată pentru ca pierderile de putere activă în rețea să nu depășească valoarea impusă, precum și cunoașterea continuă a echivalentului energetic în nodurile rețelelor radiale.

PREZENTAREA METODEI

Se consideră nodul B al sistemului, din care pleacă liniile $L_1, L_2 \ldots L_j, \ldots, L_n$, ce alimentează cu energie electrică consumatorii $C_1, C_2, \ldots, C_j, \ldots, C_n$ (fig. 1), puterile absorbite de consumatori sînt $P'_1, Q'_1; P'_2, Q'_2; \ldots; P'_j, Q'_j; \ldots; P'_n, Q'_n$, tensiunile la începutul liniilor fiind U, iar la sfîrșit $U_1, U_2, \ldots, U_j, \ldots, U_n$; rezistențele liniilor $R_1, R_2, \ldots, R_j, \ldots, R_n$, iar reactanțele $X_1, X_2, \ldots, X_j, \ldots, X_n$.

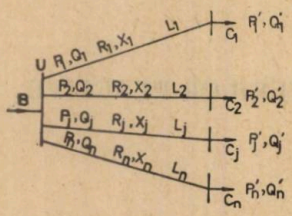


Fig. 1. Rețea radială.

Puterile la începutul liniilor sînt $P_1, Q_1; P_2, Q_2; \ldots; P_j\ Q_j; \ldots; P_n, Q_n$.

Puterea reactivă de compensare totală disponibilă în sistem este ΔQ.

Se pune problema de a repartiza această putere ΔQ la cei n consumatori astfel încît pierderea de putere activă în rețea p să fie minimă.

Pentru soluționarea problemei se fac următoarele ipoteze simplificatorii:

— se consideră regimurile simetrice staționare normale de funcționare ale rețelei,

— se neglijează parametrii transversali ai transformatoarelor, sau se consideră consumul transversal al liniilor compensat de acela al transformatoarelor,

— se consideră parametrii longitudinali ai transformatoarelor incluși în cei ai liniei,

— tensiunea în punctul B este constantă.

Pierderea de putere activă în rețea se poate exprima prin relația:

$$p = \sum_{1}^{n} \frac{P_j^2 + Q_j^2}{U^2} R_j \tag{1}$$

Q_j se va determina astfel încît pierderea în rețea să fie minimă.

Puterile reactive absorbite de consumatori $\sum_{1}^{n} Q'_j$, puterea de compensare ΔQ și pierderea de putere reactivă $q = \sum_{1}^{n} q_j$ fiind presupuse constante rezultă:

$$\sum_{1}^{n} Q_j = \sum_{1}^{n} Q'_j + \sum_{1}^{n} q_j - \Delta Q = \text{const.} \tag{2}$$

Se formează suma:

$$S = p - \mu \sum_{1}^{n} Q_j \tag{3}$$

μ fiind operatorul lui Lagrange.

Derivata în raport cu Q_j se anulează tocmai pentru valoarea căutată a lui Q_j:

$$\frac{\partial S}{\partial Q_j} = \frac{\partial p}{\partial Q_j} - \mu = 0. \tag{4}$$

Ținînd seama de relația (1), termenul $\frac{\partial p}{\partial Q_j}$ din egalitatea (3) devine:

$$\frac{\partial p}{\partial Q_j} = \frac{2Q_j R_j}{U^2} = \mu \text{ kW/kVAr} \tag{5}$$

Rezultă că μ reprezintă de fapt echivalentul energetic al puterii reactive. Din egalitatea (5) rezultă valoarea lui Q_j:

$$Q_j = \frac{\mu U^2}{2R_j} \tag{6}$$

care înlocuită în expresia (1) a lui p conduce la valoarea minimă a pierderilor de putere activă (p_m) pentru $\sum_1^n Q$ constant:

$$p_m = \sum_1^n \frac{P_j^2 + \frac{\mu^2 U^4}{4R_j^2}}{U^2} R_j = \sum_1^n \frac{P_j^2 R_j}{U^2} + \sum_1^n \frac{\mu^2 U^2}{4R_j}. \tag{7}$$

Dacă se lucrează în unități relative și se adoptă $U = 1$, rezultă:

$$\mu_r = 2Q_{jr}R_{jr} \quad (8), \qquad Q_{jr} = \frac{\mu_r}{2R_{jr}} \tag{9}$$

$$p_{mr} = \sum_1^n P_{jr}^2 R_{jr} + \sum_1^n \frac{\mu^2 r}{4R_{jr}}. \tag{10}$$

Pentru diferite valori ale lui μ_r se reprezintă grafic mărimile: Q_{jr}, $\sum_1^n Q_{jr}$ (fig. 2), p_{mr} (fig. 3) în funcție de P_{jr} (fig. 4)

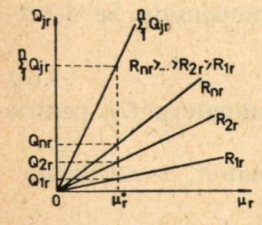


Fig. 2. Variația lui Q_{jr}, $\sum_1^n Q_{jr}$ cu μ_r.

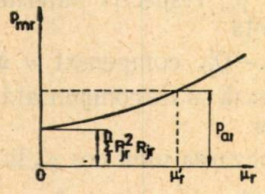


Fig. 3. Variația lui p_{mr} cu μ_r.

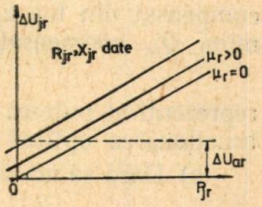


Fig. 4. Variația lui ΔU_{jr}, pentru valori diferite ale lui μ_r și P_{jr}.

Pentru $\sum_1^n Q_{jr}$ dat, rezultă din fig. 2 puterile reactive ce pot fi transportate pe fiecare din linii Q_{jr} și μ_r^*. Pentru ca pierderile de putere să rămînă în limitele admise este necesar ca $\mu_r^* \leqslant \mu_r'$ (fig. 3). μ_r' este valoarea echivalentului energetic al puterii reactive corespunzătoare pierderilor de putere active admise p_{ar}.

Mai este necesară verificarea pierderii de tensiune pe fiecare linie ΔU_{jr} cu pierderea de tensiune admisă ΔU_{ar}. Se ridică ΔU_{jr} în funcție de P_{jr} parametru fiind μ_r (fig. 4) cu relația:

$$\Delta U_{jr} = P_{jr}R_{jr} + Q_{jr}X_{jr} = \frac{2P_{jr}R_{jr}^2 + \mu_r X_{jr}}{2R_{jr}}, \tag{11}$$

Pentru puterile active transportate pe fiecare linie P_{jr} și μ_r^* este necesar ca $\Delta U_{jr} \leqslant \Delta U_{ar}$.

FOLOSIREA METODEI

a) Cunoscînd pe U_{jr}, pentru care în fig. 5 și fig. 6 s-au considerat valorile U'_{jr}, U''_{jr}, U'''_{jr}, de asemenea cunoscînd din curbele de sarcină pe P'_{jr}, Q'_{jr} și puterea de compensare disponibilă ΔQ_r, avînd la dispoziție diagramele ce ne dau variația pierderii de putere activă pentru fiecare linie p_{jr}, în funcție de P'_{jr}, U_{jr} (fig. 5) și a pierderii de putere reactivă pentru fiecare linie q_{jr}, în funcție de Q'_{jr}, U_{jr} (fig. 6), se pot stabili P_{jr}, Q_{jr}, Q_{jr} compensat, unde prin

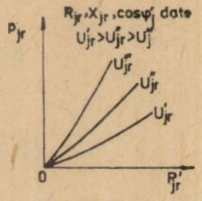


Fig. 5. Variația lui p_{jr} în funcție de P'_{jr} și U_{jr}.

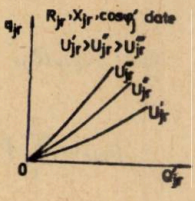


Fig. 6. Variația lui q_{jr} în funcție de Q'_{jr} și U_{jr}.

Q_{jr} compensat se înțelege puterea reactivă la începutul liniei după compensare. Se construiesc diagramele Q_{jr}, $\sum_1^n Q_{jr}$ în funcrțe de μ_r (fig. 2). Pentru $\sum_1^n Q_{jr}$ compensat din fig. 2, rezultă μ_r^*, respectiv puterile Q_{jr} compensate. Se determină Q'_{jr} compensat, diferența

$$Q'_{jr} - Q'_{jr} \text{ compensat} = \Delta Q_{jr} \tag{12}$$

reprezentînd puterea ce urmează să fie compensată la consumatorul C_j, pentru funcționarea optimă a rețelei.

b) Dacă se urmărește realizarea unui $\cos\varphi'_m$ la consumatori, se calculează:

$$\sum_1^n Q'_{jr} = \operatorname{tg}\varphi'_m \cdot \sum_1^n P'_{jr} \tag{13}$$

și

$$\sum_1^n Q_{jr} = \sum_1^n Q'_{jr} + \sum_1^n q_{jr}. \tag{14}$$

Cunoscîndu-se $\sum_1^n Q_{jr}$, în continuare se procedează ca și la a). ΔQ_{jr} reprezintă în această situație puterea ce urmează să fie compensată la consumatorul C_j, pentru funcționarea optimă a rețelei, la un cos φ'_m dat.

c) Dacă se urmărește aflarea puterii de compensare necesară, pentru ca $p_r \leqslant p_{ar}$ cu aceleași date ca și la a) se construiesc diagramele Q_{jr}, $\sum_1^n Q_{jr}$ în funcție de μ_r (fig. 2), p_{mr} în funcție de μ_r (fig. 3), ΔU_{jr} în funcție de P_{jr} și μ_r (fig. 4).

Din fig. 3 se determină μ_r^*, astfel încît $p_{mr} \leqslant p_{ar}$, și se verifică dacă $\Delta U_{jr} \leqslant \Delta U_{ar}$ (fig. 4). Din fig. 2 rezultă pentru μ_r^* valoarea lui $\sum_1^n Q_{jr}$ compensat, cu care se calculează din relația (2) puterea de compensare necesară:

$$\Delta Q_r = \sum_1^n Q'_{jr} + q - \sum_1^n Q_{jr} \text{ compensat.} \tag{15}$$

d) Uneori se cunosc: P_{jr}, Q_{jr}, U_r. Pentru o anumită putere de compensare disponibilă ΔQ_r, se determină puterile Q_{jr} compensate ca și la a).

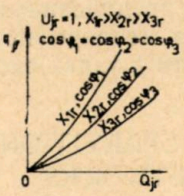


Fig. 7. Variația lui q_{jr} în funcție de Q_{jr}, X_{jr}, cos φ_j.

Dacă se dispune de diagramele de variație ale pierderii de putere reactivă pe fiecare linie q_{jr}, în funcție de Q_{jr} și U_r (fig. 7), rezultă puterea reactivă ce urmează să fie compensată la consumatorul C_j:

$$\Delta Q_{jr} = Q'_{jr} - Q_{jr} \text{ compensat} - q_{jr}. \tag{16}$$

CONCLUZII

Din cele mai sus rezultă următoarele posibilități de folosire ale metodei prezentate:

— stabilirea modului de utilizare a puterii reactive ce stă la dispoziție pentru compensare astfel încît pierderile de putere activă să fie minime,

— stabilirea puterii reactive ce trebuie compensată pentru ca pierderile de putere activă în rețea să nu depășească valoarea impusă,

— cunoașterea continuă a eficacității compensării prin urmărirea valorilor lui μ.

Caracteristic metodei este că utilizează diagrame ridicate pe baza cunoașterii parametrilor rețelei.

Trebuie remarcat însă că metoda nu poate fi aplicată decît la liniile electrice aeriene de joasă și medie tensiune.

BIBLIOGRAFIE

1. R. Rüdenberg, *Fenomene tranzitorii în sistemele electroenergetice*, București, Editura tehnică 1959.
2. S. Grzzybowski, A. Kordus și alții, *Condensatoare în electroenergetică*, Editura tehnică, 1966.
3. Eugen Potolea, *Calculul regimului permanent al sistemelor electrice*, Editura tehnică 1967.
4. Ovidiu Crișan, *Sisteme electrice. Regimuri staționare, simetrice normale*. Litografia I. P. Timișoara 1970.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ В РАДИАЛЬНЫХ СЕТЯХ

(РЕЗЮМЕ)

В работе излагается графо-аналитический метод определения оптимального распределения реактивной мощности в радиальных воздушных сетях низких и средних напряжений. Методика основана на падении напряжения и на активной потери в сети и позволяет определить необходимую в конце линии реактивную мощность для того, что-бы потери и падение напряжения не превосходили предписанные величины. Другим преимуществом этого метода является непрерывное знание эффективности компенсации реактивной мощности в узлах системы.

DETERMINATION OF THE OPTIMAL REPARTITION OF THE REACTIVE POWER IN RADIAL NETWORKS

(ABSTRACT)

The present paper contents a grapho-analyticall method of determination of the most favourable distribution of the reactive power in the low and middle voltage radial networks. Knowing the active power loss and the voltage loss the paper presents a method of establishing of the reactive power needed to be compensated at the end of the lines inorder to limit the loss of the active power and the loss of voltage of the lines. Thanks to this method, the efficacy of the compensation of the reactiv power in the buses of the system can be continuously knowen.

UNELE PRECIZĂRI PRIVIND TEOREMA RECIPROCITĂȚII LA CIRCUITE REZISTIVE MASIVE

DE

C. ȘORA

1. În teoria circuitelor electrice teorema reciprocității este enunțată și demonstrată obișnuit pentru circuite electrice cu parameri concentrați, constituite dintr-o combinație oarecare de elemente dipolare, [1]. Teorema se poate aplica prin simplă generalizare și în cazul curenților în medii liniare masive.

O demonstrație cu caracter mai general, prin stabilirea unei relații de legătură între mărimi electrice (tensiuni și curenți) la perechile de borne ale unui cuadripol, indiferent de structura lui interioară, este prezentată în [2].

În această notă se prezintă unele precizări și consecințe privind teorema reciprocității în cazul circuitelor rezistive masive. Se consideră medii liniare, omogene și izotrope, într-un regim electrocinetic staționar sau cvasistaționar, în absența cîmpurilor imprimate.

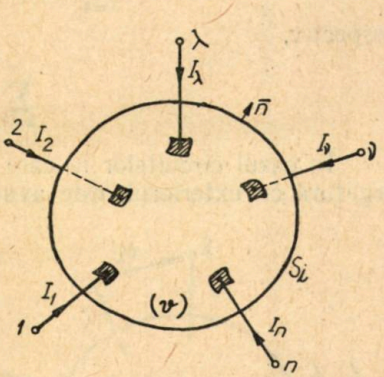


Fig. 1.

2. În fig. 1 este reprezentat un corp conductor sau semiconductor de formă oarecare, mărginit de suprafața S_l și prevăzut cu n electrozi. Conductivitatea electrică a electrozilor este presupusă mult mai mare decît a materialului conductor, respectiv semiconductor considerat.

Sistemul analizat se prezintă sub forma unui multipol cu n borne de acces în legătură cu exteriorul, străbătute în general de un sistem de n curenți („n" – pol).

Starea electrocinetică într-un punct oarecare din interiorul domeniului este caracterizată prin vectorii: densitatea de curent $\overline{J}$ și intensitatea cîmpului electric, $\overline{E}$. Considerînd două stări electrocinetice arbitrare ale sistemului, caracterizate prin perechile de mărimi E și $\overline{J}$, respectiv $\overline{E'}$ și J',

în fiecare punct este satisfăcută relaţia :

$$\bar{J}\cdot\bar{E}'=\bar{J}'\cdot\bar{E} \tag{1}$$

care reprezintă forma locală cunoscută a teoremei reciprocităţii pentru medii conductoare liniare, omogene şi izotrope (σ = const.).

Integrînd relaţia (1) pentru volumul (v) ocupat de mediul conductor şi ţinînd seama de caracterul potenţial al cîmpului electrocinetic ($\bar{E}=-\nabla V$ şi $\bar{E}'=-\nabla V'$), se obţine forma integrală a teoremei reciprocităţii pentru sistemul considerat, în forma :

$$\sum_{\lambda=1}^{n} V_\lambda I'_\lambda=\sum_{\lambda=1}^{n} V'_\lambda I_\lambda. \tag{2}$$

În această formă teorema reciprocităţii exprimă relaţia de legătură între potenţialele electrozilor şi curenţii prin electrozi, corespunzătoare celor două stări electrocinetice ale multipolului.

În mod obişnuit bornele multipolului sînt grupate în „porţi" („n"-port), prin „poartă" înţelegîndu-se o pereche de borne (electrozi), pentru care este îndeplinită condiţia ca curenţii respectivi să fie egali şi de semn contrar (fig. 2).

Referindu-ne la un astfel de sistem, relaţia (2) devine :

$$\sum_{\lambda=1}^{n} (V_\lambda-V_{\lambda'})I'_\lambda=\sum_{\lambda=1}^{n} (V'_\lambda-V'_{\lambda'})I_\lambda \tag{3}$$

respectiv,

$$\sum_{\lambda=1}^{n} U_\lambda I'_\lambda=\sum_{\lambda=1}^{n} U'_\lambda I_\lambda. \tag{3'}$$

În cazul circuitelor la care comportarea se urmăreşte faţă de bornele de legătură cu exteriorul, este avantajos să se exprime condiţia de reciprocitate prin relaţii între parametrii (multipolari) definiţi la cîte două perechi de borne în regimuri particulare de funcţionare.

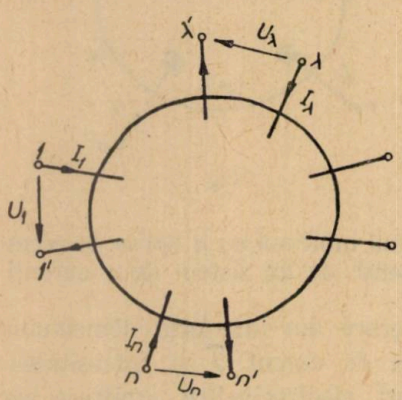


Fig. 2.

Să ne referim în acest sens la două perechi de borne oarecare $\lambda\lambda'$ şi $\nu\nu'$ ale sistemului analizat. Vom considera două stări electrocinetice particulare, corespunzînd unor regimuri de funcţionare în gol. Prima stare electrocinetică corespunde alimentării sistemului pe la bornele $\lambda\lambda'$, toate celelalte perechi de borne fiind deschise (fig. 3a), iar cea de a doua stare corespunde alimentării pe la bornele $\nu\nu'$ în aceleaşi condiţii de gol pentru celelalte perechi de borne (fig. 3b).

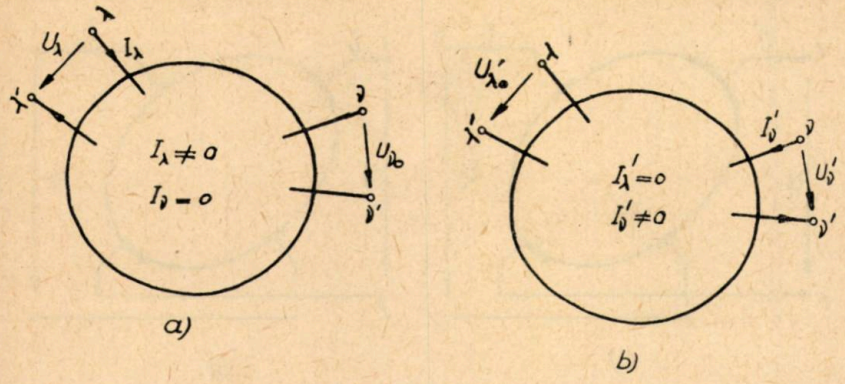


Fig. 3.

Aplicînd relația (3′) pentru cele două stări electrocinetice particulare considerate (fig. 3*a*, *b*), se obține :

$$U_{\nu 0} \cdot I'_\nu = U'_{\lambda 0} \cdot I_\lambda \tag{4}$$

respectiv

$$\frac{U_{\nu 0}}{I_\lambda} = \frac{U'_{\lambda 0}}{I'_\nu}.$$

Rapoartele care intervin în relația (4) reprezintă rezistențele de transfer în gol ale circuitelor ce corespund perechilor de borne λ și ν. Relația (4) se poate deci scrie sub forma :

$$R_{\nu\lambda} = R_{\lambda\nu}, \quad \lambda \neq \nu \tag{5}$$

care reprezintă o formă uzuală a condiției de reciprocitate la un multipol cu caracter rezistiv, avînd ecuațiile

$$U_\lambda = \sum_{\nu=1}^{n} R_{\lambda\nu} I_\nu.$$

Se poate observa că condiția de reciprocitate dată de relația (5) este independentă de faptul dacă multipolul este constituit dintr-un mediu conductor masiv sau din elemente dipolare.

3. Referindu-ne la cazul particular al unei plăci Hall în absența cîmpului magnetic (fig. 4*a*), condiția de reciprocitate devine

$$R_{21} = R_{12} \tag{6}$$

care exprimă egalitatea rezistențelor de transfer în gol, cu alimentare pe la bornele de comandă $11'$ (R_{21}), respectiv pe la bornele Hall $22'$ (R_{12}).

Parametrii R_{12} și R_{21} intervin în ecuațiile cuadripolare ale generatorului Hall, în absența cîmpului magnetic,

$$\begin{cases} U_1 = R_{11} I_1 + R_{12} I_2 \\ U_2 = R_{21} I_1 + R_{22} I_2. \end{cases} \tag{7}$$

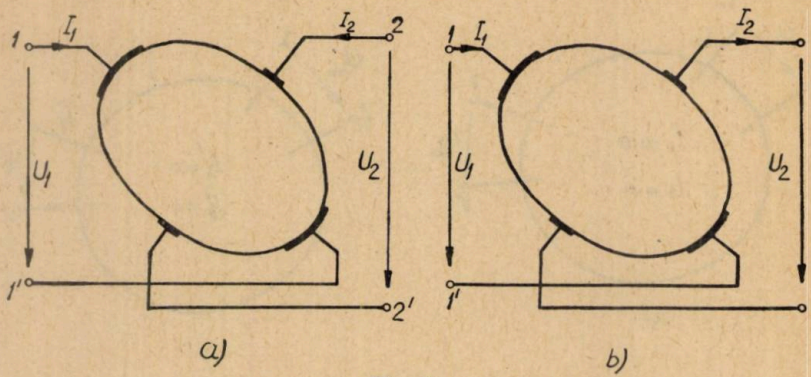


Fig. 4.

Dacă sensul de referinţă pentru tensiuni şi curenţi este cel din fig. 4*b*, egalitatea rezistenţelor de transfer în gol pentru cele două sensuri de alimentare se scrie sub forma:

$$R_{21} = -R_{12}. \tag{8}$$

Presupunînd placa Hall alimentată pe la bornele de comandă *11'*, tensiunea ce apare la bornele *22'*, în absenţa cîmpului magnetic, se numeşte obişnuit şi „tensiune de zero". Existenţa acestei tensiuni înseamnă de fapt că electrozii respectivi nu se găsesc pe aceeaşi suprafaţă echipotenţială. Dacă presupunem acum placa alimentată în sens invers, deci de la bornele *22'*, apare o tensiune de zero la bornele *11'*. Este important de relevat faptul că la acelaş curent de alimentare, tensiunile de zero pentru cele două sensuri de alimentare sînt egale; într-un caz extrem, cînd pentru un sens de alimentare tensiunea de zero este nulă, ea va fi nulă şi pentru sensul de alimentare invers. Rezultatul menţionat este desigur o consecinţă directă a condiţiei de reciprocitate (rel. 6, resp. 8) şi este valabil oricare ar fi geometria plăcii Hall şi a electrozilor. Din punct de vedere practic mai rezultă, de exemplu, că la realizarea unei plăci Hall, pentru eliminarea tensiunii de zero se poate acţiona fie asupra electrozilor Hall fie asupra electrozilor de comandă.

BIBLIOGRAFIE

1. R. Răduleţ, *Bazele teoretice ale electrotehnicii II*, Lit. Inv. — Bucureşti, 1955.
2. K. M. Polivanov, *Teoreticeskie osnovîi elektrotehniki, III*, 1969, Moskva.

НЕКОТОРЫЕ УТОЧНЕНИЯ В СВЯЗИ С ТЕОРЕМОЙ ВЗАИМНОСТИ МАССИВНЫХ РЕЗИСТИВНЫХ ЦЕПЕЙ

(РЕЗЮМЕ)

Теорема взаимнмости электрических цепей, составленных из некоторой комбинации дипольных элементов, оформулирована и доказана обычным способом. В работе приводятся некоторые уточнения указы-

вающие что данная теорема действительна и для массивных резистивных цепей, в которых наружная связь осуществлена системой электродов. Высказанные соображения применены к пластинке Холла в отсутствии магнитного поля, откуда следуют некоторые полезные замечания относительно нулевого напряжения.

QUELQUES REMARQUES SUR LE THÉORÈME DE LA RÉCIPROCITÉ POUR LES CIRCUITS RESISTIFS MASSIFS.

(RÉSUMÉ)

Le théorème de la réciprocité est formulé et demontré habituellement pour des circuits électriques, constitués d'éléments dipolaires dans une combinaison quelconque. Dans ce travail on fait quel ques remarques concernant aussi la valabilité de ce théorème pour les circuits résistifs massifs, où la liaison avec l'exterieur se fait par un système d'électrodes. Les considerations présentées sont particularisées pour une plaque Hall, dans l'absence du champ magnétique ; il en résulte des observations utiles concernant la tension de zero.

AMPLIFICATORUL OPERAȚIONAL AL CALCULULUI ANALOGIC CANT *)

DE

I. HOFFMAN

Lucrarea are ca scop să prezinte amplificatorul operațional al calculatorului analogic CANT. Acest calculator posedă 15 amplificatoare operaționale și se folosește din 1967 atît la lucrări practice cu studenții cît și la modelări cu caracter științific și tehnic. Tensiunea de lucru a calculatorului este de ± 10V.

Amplificatorul de curent continuu (c.c.) este de tipul cu amplificator auxiliar cu modulare demodulare pentru compensarea derivei nulului [1]. În fig. 1 este prezentată schema de principiu a amplificatorului de c.c. Amplificatorul cu cuplaj direct înglobează tranzistoarele T_1-T_8 iar amplificatorul auxiliar tranzistoarele T_9—T_{14}. Primul este format din trei etaje diferențiale și un repetor pe emiter la ieșire. Primele două etaje diferențiale sînt cuplate direct iar al treilea se leagă printr-un divizor în care se folosesc și diode Zener. În repaus diodele Zener conduc un curent de 1 mA. Repetorul pe emiter care constituie etajul final are în emiter un generator de curent care debitează un curent de 5 mA. Rezistența de ieșire ce se obține este sub 200 Ω iar rezistența de sarcină minimă ce se poate conecta la ieșire este de 2,5 kΩ la excursia maximă de $\pm$ 10 V.

Corecția caracteristicii de frecvență se realizează prin elemente *RC*. Celulele R_1, C_1 și R_4, C_3 produc o atenuare cu revenirea fazei, iar cu ajutorul condensatorului C_2 se realizează un avans de fază [2].

Impedanța de transfer în c.c. a amplificatorului cu cuplaj direct este mai mare de 200 MΩ, iar la frecvența de 1000 Hz are o valoare mai mare de 10 MΩ. Se obține astfel o bandă de frecvență a amplificatorului operațional în regim de inversor de 2 000 Hz la excursia maximă de ± 10 V ($R=200$ KΩ).

Amplificatorul auxiliar folosește ca modulator un tranzistor T_{13} în conectare inversă iar ca demodulator un tranzistor T_{14} în conectare directă. Aceste tranzistoare sînt comandate în fază de la un multivibrator cu pornire sigură și front îmbunătățit, cu o frecvență a undei de comandă de 800 Hz și un factor de umplere $m=2$, [3]. Acest amplificator realizează o amplificare în curent

*) Lucrarea a fost comunicată la sesiunea Comisiei de automatizare a Academiei RSR din oct. 1967, București.

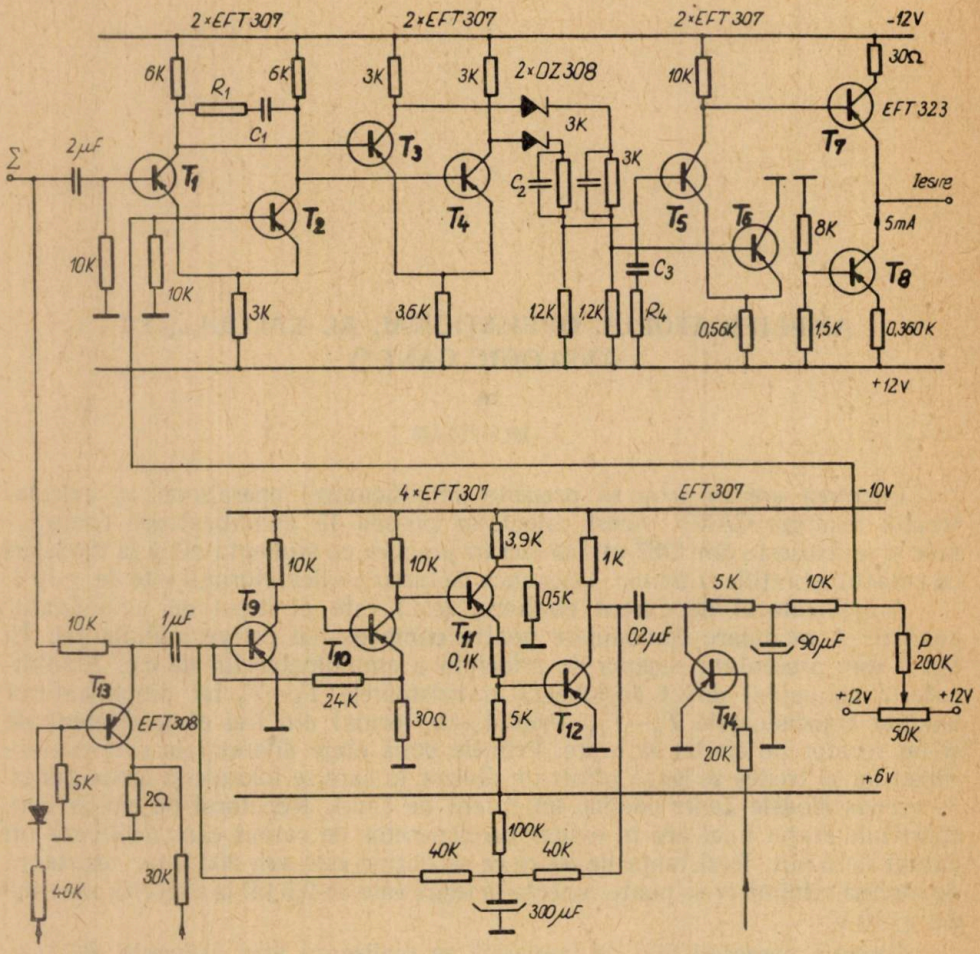


Fig. 1.

mai mare de 500 și deci amplificarea în tensiune a amplificatorului de c.c. este mai mare de 10^7.

Rezistențele operaționale sînt de 200 kΩ pentru un coeficient de transfer de unu, iar condensatorul de integrare este de 5 μF.

Deriva de la ieșire, înregistrată în condiții de laborator, în interval de 8 ore nu a depășit 0,5 mV ca invertor (R=200 kΩ). În regim de integrator deriva de tensiune la ieșire este de cca 100 μV/sec.

Apmlificatorul operațional prezentat folosește numai elemente de circuit produse în țară și performanțele realizate sînt comparabile cu ale unor construcții similare prezentate în literatură [3], [4].

BIBLIOGRAFIE

1. G. Meyer-Brötz, Uber Operatoinsverstärker mit Transistoren für Gleichspannungs-Analogrechner. Elektronische Rechenanlagen 1 (1959) H. 4 pag. 186—190.
2. G. Meyer-Brötz, Die Dimensionierung des Frequenzganges von breitbandigen Operationsverstärkern für Gleichspannungs-Analogrechner. Elektronische Rechenanlagen 6 (1964) H. 4 pag. 178—183.
3. * * * *Circuit cu tranzistoare în industrie. Proiectare. Scheme I.* Editura Tehnică, București 1963.
4. A. Fuchs, A Solid State Operational Amplifier. Third International Analogue Computation Meetings. Presses Academiques Europeenes — Bruxelles 1962 (T.I.A.C.M.).

ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ АНАЛОГОВОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ МАШИНЫ CANT

(РЕЗЮМЕ)

Представлен усилитель постоянного тока на транзисторах аналоговой вычислительной машины CANT. Рабочее напряжение усилителя является ± 10 в и коэффициент усиления более чем 10^7.

OPERATIONAL AMPLIFIER OF THE CANT ANALOGIC COMPUTER

(ABSTRACT)

The paper presents the d.c. transistorized amplifier of the CANT analogic computer. The working voltage of the amplifier is ± 10 V and the gain is higher than 10^7.

MODEL PENTRU PROTECȚIA PRIN RELEE A REȚELELOR ELECTRICE

DE

CORNELIA IVAȘCU

Modelarea își găsește tot mai largă aplicare în studierea sistemelor electroenergetice sub diverse aspecte permițînd o analiză rapidă și corectă a lor.

În acest sens, recent a fost dat în folosință la laboratorul de Protecție prin relee al Facultății de electrotehnică din Timișoara, un model pentru protecția rețelelor, primul de acest gen din țară. Modelul fiind realizat în scopuri didactice, este de dimensiuni reduse, la realizarea lui urmărindu-se adoptarea de soluții simple, pentru ca modelul să rezulte ieftin dar în același timp modelarea să fie intuitivă și sugestivă.

DESCRIEREA MODELULUI

Modelul pentru protecția prin relee a rețelelor este un model static, universal, care permite modelarea rețelelor radiale sau buclate, cu una sau mai multe surse de alimentare, cu unul sau mai mulți consumatori și protecțiile corespunzătoare [1], [2].

Alimentarea modelului realizat se face de la rețeaua de frecvență industrială de 50 Hz prin două transformatoare de 380/220 V și putere unitară $S_n = 2\,500$ VA.

Vederea de ansamblu a modelului este redată în fig. 1 iar schema bloc în fig. 2.

Schema electrică a circuitelor primare și de comandă a modelului pentru una din linii și un consumator este indicată în fig. 3.

MODELAREA CIRCUITELOR PRIMARE

Modelul este format pe partea circuitului primar din patru linii, patru consumatori și două surse, fig. 1, care pot fi combinate între ele în diferite moduri, obținîndu-se pentru rețeaua modelată configurația dorită (rețea radială sau buclată).

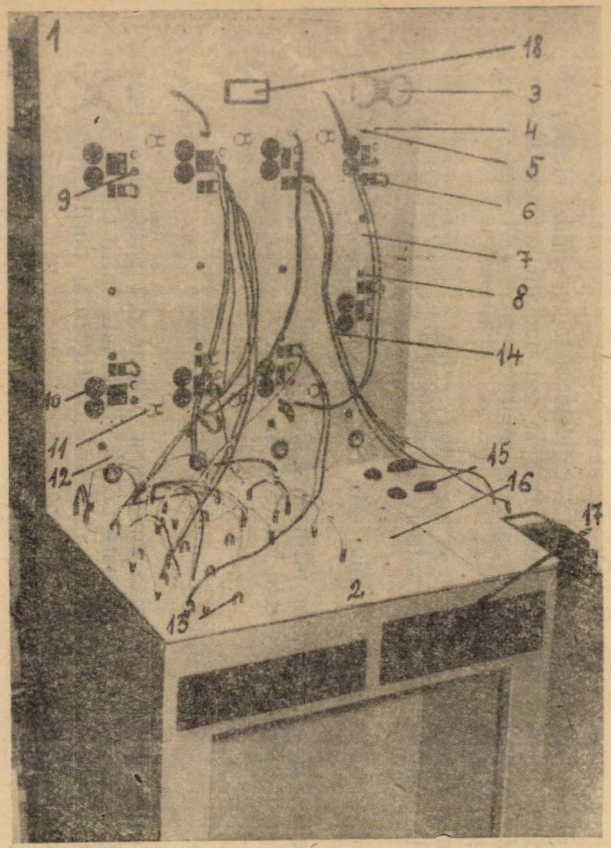


Fig. 1. Vederea din față a modelului :

1 — panoul medelului ; *2* — pupitrul modelului ; *3* — simbolul sursei ; *4* — bucșe pentru realizarea schemei primare ; *5* — simbolul barei colectoare ; *6* — simbolul transformatorului de curent ; *7* — simbolul liniei electrice modelate ; *8* — butoane pentru producerea scurtcircuitului ; *9* — butoane pentru comanda întrerupătoarelor ; *10* — lămpi de semnalizare a poziției întrerupătoarelor ; *11* — simbolul transformatorului de tensiune ; *12* — simbolul consumatorilor ; *13* — fișe ; *14* — legături frontale ; *15* — întrerupător principal ; *16* — simboluri de relee ; *17* — sertare ; *18* — casetă de semnalizare.

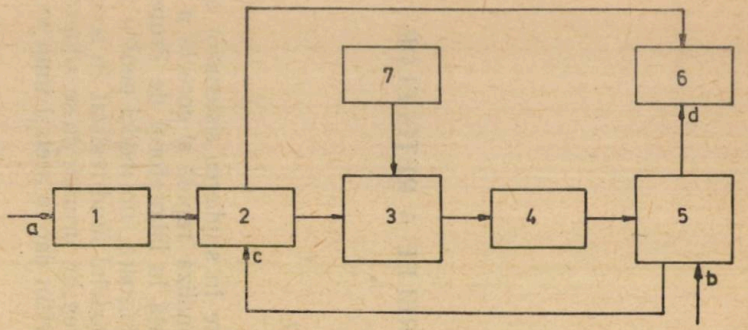


Fig. 2. Schema bloc a modelului :

1 — sursa de alimentare a modelului ; *2* — sistemul de comandă și comutare ; *3* — rețeaua electrică modelată ; *4* — transformatoare de măsură ; *5* — schema de protecție a rețelei modelate ; *6* — dispozitive de semnalizare ; *7* — dispozitive pentru producerea scurtcircuitelor ; *a* — 380 V, 50 Hz de la rețea ; *b* — tensiunea de 220 V c. c. ; *c* — comanda de declanșare a protecției ; *d* — comanda de semnalizare.

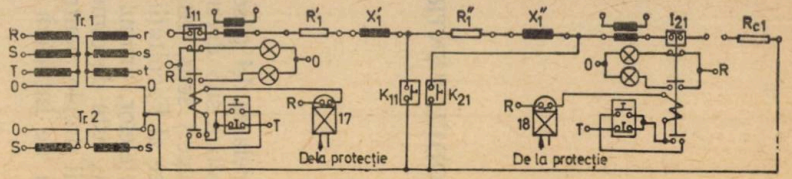


Fig. 3. Schema electrică a circuitelor primare și de comandă a modelului pentru una din linii și un consumator.

S-au modelat, prin reactanțe și rezistențe, trei linii de 110 kV, 90 km și o linie de 110 kV dar numai 30 km, iar cei patru consumatori prin rezistențe. S-a adoptat scara tensinuilor $S_{CU}=\frac{1\text{ kV între faze real}}{1\text{ V model}}=1\frac{\text{kV real}}{\text{V model}}$ și scara impedanțelor $S_{CZ}=\frac{1\text{ ohm real}}{1\text{ ohm model}}=1\frac{\text{ohm real}}{\text{ohm model}}$, din care evident s-au dedus direct scările de modelare pentru curenți S_{CI} și pentru puteri S_{CS}, [3].

$$S_{CI}=\frac{S_{CU}}{\sqrt{3}S_{CZ}}=\frac{1}{\sqrt{3}}\cdot\frac{\text{kA real}}{\text{A model}}$$

$$S_{CS}=\sqrt{3}S_{CU}S_{CI}=\sqrt{3}\cdot 1\frac{1}{\sqrt{3}}=1\frac{\text{MVA real}}{\text{V, A model}}.$$

La ambele capete ale fiecărei linii s-au prevăzut transformatoare de curent și de tensiune în secundarele cărora pot fi conectate înfășurările de curent și de tensiune ale releelor schemei de protecție aleasă. Pe linii s-au prevăzut butoane pentru simularea scurtcircuitelor.

MODELAREA SCHEMELOR DE PROTECȚIE

În funcție de sistemul energetic modelat, se va modela și schema de protecție corespunzătoare, urmărindu-se apoi funcționarea acesteia în cazul diverselor avarii care la rîndul lor pot fi simulate pe model.

Schemele de protecție se execută prin conexiuni cu fire flexibile pe pupitrul modelului și se racordează la secundarele transformatoarelor de măsură din circuitul primar (de pe panoul modelului). Releele sînt montate în partea din spate a panoului.

Pentru realizarea diferitelor scheme de protecție s-au prevăzut zece relee de curent, două relee direcționale, patru relee de timp și cîte opt relee de semnalizare și intermediare.

Astfel există posibilitatea modelării protecției maximale de curent temporizată, protecției maximale de curent direcționale, secționării de curent, secționării de curent direcționale, protecției maximale în două trepte, protecției diferențiale longitudinale și transversale, protecției homopolare.

EXPLOATAREA MODELULUI

Se fac conectările în circuitul primar pe panoul modelului, pentru a se realiza modelul rețelei a cărei protecție urmează a fi studiată. Se alege schema de protecție corespunzătoare care apoi se modelează prin conectări pe pupitrul modelului, iar bobinele de curent și de tensiune ale releelor se leagă corespunzător schemei în secundarul transformatoarelor de măsură. Se calculează reglajul protecției și se reglează releele la valorile calculate.

De menţionat că uneori în cazul reţelelor mai complexe stabilirea reglajelor implică un calcul destul de anevoios, calculul curentului de sarcină maxim, respectiv a curentului de scurtcircuit. Astfel în cazul protecţiilor maximale de curent relaţia de calcul a curentului de pornire al protecţiei este, [1]:

$$I_{pp}=\frac{K_{sig}}{K_{rev}}I_{s\,max}$$

unde K_{sig} este coeficientul de siguranţă şi are valori de 1,15...1,25; K_{rev} este coeficientul de revenire şi este egal cu 0,85; $I_{s\,max}$ este curentul de sarcină maxim prin linia protejată. În cazul secţionărilor de curent

$$I_{pp_s}=K_{sig}I_{sc\,ext\,max}$$

unde coeficientul de siguranţă este de obicei 1,2...1,3 iar $I_{sc\,ext\,max}$ este curentul de scurtcircuit în cazul unui scurtcircuit trifazat produs la capătul zonei protejate, în regim maxim de funcţionare.

Dacă se dispune însă de acest model, curenţii respectivi pot fi măsuraţi direct şi deci problema se va rezolva mult mai uşor şi rapid. Precizia calculelor curenţilor de pornire va fi evident cu atît mai mare cu cît clasa de precizie a instrumentului de măsură folosit va fi mai bună. În măsurătorile efectuate s-au folosit instrumente de clasă 2,5. Se pot produce voit scurtcircuite în diverse locuri ale reţelei protejate modelate, urmărindu-se comportarea protecţiei.

Pe acest model pot fi urmărite şi probleme de circulaţii de curent dacă în loc de relee în secundarele transformatoarelor de curent se conectează ampermetre.

CONCLUZII

Modelul pentru protecţia prin relee a reţelelor electrice descris în lucrare este intuitiv şi permite:

– rezolvarea rapidă a problemelor propuse,

– urmărirea comportării diferitelor scheme de protecţie în regim normal, anormal sau de avarie al liniei protejate,

– verificarea schemei de protecţie aleasă sub aspectul selectivităţii, siguranţei şi a independenţei faţă de condiţiile exploatării,

– măsurarea curenţilor de scurtcircuit în diferite puncte caracteristice ale schemei şi deci verificarea rapidă a sensibilităţii protecţiei.

Schemele de protecţie de pe model, deşi la scară, sînt concepute în acelaşi mod şi cu acelaşi aparataj ca şi schemele similare din centrale şi staţii electrice, ceea ce este foarte util pentru asigurarea pregătirii practice a studenţilor.

Soluţia adoptată se pretează la generalizare, permiţînd, în cazul modelării (în acelaşi mod) a mai multor linii şi cunsumatori, realizarea de scheme mai complexe. În acest caz modelul ar putea fi folosit şi de intreprinderile de reţele pentru rezolvarea unor probleme legate de comportarea protecţiei prin relee în reţelele reale.

BIBLIOGRAFIE

1. Călin Sergiu, Suzette Marcu, *Protecția prin relee a sistemelor electrice.* Editura Tehnică, București, 1965.
2. I. Badea, ș.a., *Protecția și automatizarea sistemelor electrcie.* Editura Tehnică, București, 1963.
3. D. I. Azarev, *Matematiceskoe modelirovanie elektriceskih sistem.* Gosenergoizdat, Moscova, 1962.

МОДЕЛЬ РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЕЙ

(РЕЗЮМЕ)

В статье описывается универсальная статическая модель для исследования поведения релейной защиты электрических радиальных или петлевых сетей в разных режимах работы. Модель рассчитана на 4 линии, 4 потребителей и 2 источника. Питание от 380 в, 50 Гц и 220 в. пост. т.

RELAISSCHUTZMODELL FÜR ELEKTRISCHE NETZE

(ZUSAMMENFASSUNG)

In der Arbeit wird ein universales, statisches Modell, zum Studium des Verhaltens des Relaisschutzes der Ring-oder offenen Netze in verschiedenen Betriebsweisen bestimmt, beschreiben.

Das Modell hat eine Kapazität von vier Linien, vier Verbrauchern und zwei Stromquellen und wird mit 380 V, 50 Hz gespeisst, während für die Semnalisierung 220 V Gleichstrom benützt wird.

CRITERIU PENTRU DETERMINAREA NUMĂRULUI DE POSTURI DE TRANSFORMARE ŞI A NIVELULUI DE TENSIUNE IN REŢELELE ORĂŞENEŞTI DE INALTĂ TENSIUNE

DE

A. BUTA

GENERALITAŢI

Apariţia şi extinderea reţelelor electrice de înaltă tensiune pe teritoriul marilor oraşe, a fost impusă de motive economice, determinate de concentrarea consumului de energie electrică în aceste oraşe. Tensiunile înalte folosite în reţelele orăşeneşti diferă de la ţară o la alta şi anume : România 110 kV ; URSS 110, 220 kV ; SUA 69, 138 kV ; Japonia 154, 275 kV ; RFG 110, 220 kV ; Franţa 90, 120, 150, 220, 380 kV ; Suedia 70, 120, 130 kV ; Anglia 66, 132, 275 kV, [1], [2], [3], [4], [5].

Şi pe viitor se preconizează folosirea tot mai largă a tensiunilor înalte şi foarte înalte. Astfel pînă la sfîrşitul anului 1985 va fi introdusă tensiunea de 550 kV în marile oraşe din URSS şi Japonia, iar în Franţa 730 kV [3].

Pentru aprecierea oportunităţii introducerii înaltei tensiuni în oraşe este necesară cunoaşterea avantajelor şi dezavantajelor pe care le prezintă folosirea acestor tensiuni, stabilirea justă a valorii tensiunii înalte ce urmează a fi adoptată, a numărului posturilor de transformare de înaltă pe medie tensiune (*IT/MT*), a schemei de funcţionare a reţelei, cunoaşterea perspectivei de dezvoltare a consumului oraşului, posibilităţile urbanistice etc.

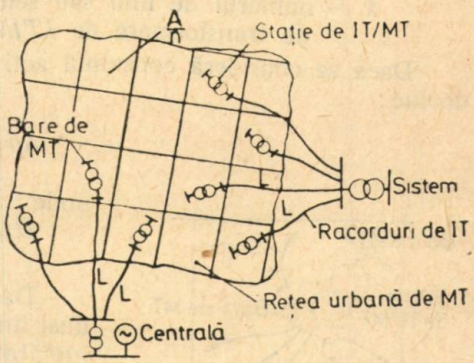


Fig. 1. Reţea orăşenească.

În cele ce urmează se propune o metodă pentru determinarea numărului de posturi de transformare de *IT/MT*, precum şi valoarea tensiunii înalte ce urmează a fi adoptată pentru racordurile de la barele sistemului sau a centralelor oraşului la staţiile de *IT/MT* (fig. 1).

DETERMINAREA NUMĂRULUI POSTURILOR DE TRANSFORMARE DE *IT/MT* ÎNTR-O REȚEA ORĂȘENEASCĂ

Se consideră orașul reprezentat schematic ca în fig. 1, avînd suprafața A și consumul total P la barele de medie tensiune (MT) cunoscut.

Se pune problema de a determina numărul posturilor de transformare de IT/MT, astfel încît pierderea de putere activă ΔP în rețeaua de MT să nu depășească valoarea admisă ΔP_a. Pentru stabilirea unei relații care să permită acest lucru se fac următoarele ipoteze:

– sarcina orașului la barele de MT este pur activă,

– configurația rețelei de MT este cunoscută,

– densitatea de sarcină este aceeași pe toată suprafața orașului,

– numărul de linii sau bucle racordate pe barele de MT este același pentru toate posturile de IT/MT,

– de-a lungul rețelei de MT, sarcinile sînt uniform distribuite,

– liniile sau buclele de MT ce pleacă dintr-un post sînt uniform încărcate.

Se împarte suprafața orașului în suprafețe aproximativ patrate egale (fig. 1) fiecăruia revenindu-i cîte un post de transformare de IT/MT.

Pentru o porțiune din rețeaua de MT (fig. 2) pierderea de putere poate fi exprimată astfel:

$$\Delta p = 3 I_M^2 R k \tag{1}$$

unde:

I_M – valoarea efectivă a curentului la începutul unei linii sau semibucle de MT,

R – rezistența unei linii sau semibucle de MT împărțită cu trei,

k – numărul de linii sau semibucle racordate pe barele unui post de transformare de IT/MT.

Dacă se consideră consumul activ total P la barele de MT, relația (1) devine:

$$\Delta p = \frac{P^2}{k n^2 U_{NM}^2} R, \tag{2}$$

unde:

U_{NM} – tensiunea nominală a rețelei de MT.

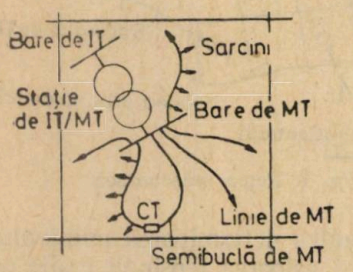


Fig. 2. Porțiune din rețeau de MT.

Dacă se consideră că lungimea medie l a unei linii sau semibucle de MT este egală cu jumătate din latura unei suprafețe elementare, adică $l = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{A}{n}}$, pentru rezistența R se obține expresia:

$$R = \frac{1}{6\gamma S_M}\sqrt{\frac{A}{n}} \tag{3}$$

în care:

γ – conductivitatea materialului conductor al rețelei de MT,

S_M – secțiunea conductorului rețelei de MT.

Pentru întreaga rețea de MT, pierderea de putere activă este:

$$\Delta P = n\Delta p \tag{4}$$

sau ținînd cont de relațiile (2) și (3)

$$\Delta P = \frac{P^2\sqrt{A}}{6kn\sqrt{n}U_{NM}^2\gamma S_M}. \tag{5}$$

Pentru

$$\Delta P = \Delta P_a, \tag{6}$$

unde:

$$\Delta P_a = \frac{\Delta P_a\%\, P}{100} \tag{7}$$

relația (5) devine:

$$\frac{\Delta P_a\%}{100} = \frac{P\sqrt{A}}{6kn\sqrt{n}U_{NM}^2\gamma S_M}. \tag{8}$$

Dar, $kn=m$ este numărul total de linii, sau semibucle ale rețelei de MT Înlocuindu-se $kn=m$, în relația (8) se obține:

$$\frac{\Delta P_a\%}{100} = \frac{P\sqrt{A}}{6m\sqrt{n}U_{NM}^2\gamma S_M}. \tag{9}$$

Din relația (9) rezultă expresia lui n:

$$n = \frac{P^2A\,10^4}{36\,m^2\Delta P_a\%^2 U_{NM}^4\gamma^2 S_M^2}. \tag{10}$$

În faza de proiectare, cînd nu se cunoaște numărul total de linii, sau semibucle ale rețelei de MT, se poate adopta valoarea lui k, astfel că relația folosită pentru determinarea lui n va fi aceea care rezultă din (8):

$$n = \sqrt[3]{\left(\frac{10^2P\sqrt{A}}{6kU_{NM}^2\Delta P_a\%\gamma S_M}\right)^2} \tag{11}$$

Se poate constata din relația (10) sau (11) că valoarea lui n depinde în mare măsură de valoarea tensiunii nominale a rețelei de MT, de consumul total pe barele de MT, de pierderea de putere admisă în rețeaua de MT, de numărul de linii sau semibucle ale rețelei de MT.

DETERMINAREA VALORII TREPTEI DE ÎNALTĂ TENSIUNE (*IT*)

Alimentarea posturilor de transformare de *IT*/*MT* de la punctele de alimentare ale oraşului (staţii ale sistemului electroenergetic sau centrale, fig. 1) se face obişnuit prin linii în cablu de *IT*, de aceea în cele ce urmează va fi considerat doar acest caz. Alegerea acestor cabluri se face astfel încît curentul total să fie mai mic sau cel mult egal cu curentul admisibil al cablului. Dacă se presupune cablul încărcat cu putere activă şi reactivă cele de mai sus se pot exprima astfel:

$$I_I^2 = I_a^2 + I_c^2 \leqslant I_{ad}^2 \tag{12}$$

unde:

I_I – curentul total al cablului,
I_a – curentul activ,
I_c – curentul capacitiv,
I_{ad} – curentul admisibil.

Dar

$$I_a = \frac{P}{\sqrt{3}\, n U_{NI}}, \tag{13}$$

unde:

P – consumul activ al oraşului pe barele de *MT*,
n – numărul posturilor de transformare *IT*/*MT*,
U_{NI} – tensiunea nominală a cablului de *IT*,

iar

$$I_c = \frac{U_{NI}}{\sqrt{3}} \omega C_u L, \tag{14}$$

în care

C_u – capacitatea de secvenţă directă a cablului pe unitatea de lungime,
L – lungimea cablului de *IT*. Dacă lungimile liniilor în cablu diferă puţin, se va considera în calcule valoarea cea mai mare, dacă diferenţele sînt mari, calculele se efectuează separat pentru distanţele mici şi separat pentru cele mari.

Înlocuind în relaţia (12) expresia lui I_a dată de relaţia (13) şi a lui I_c de relaţia (14) se poate scrie:

$$\frac{P^2}{3n^2 U_{NI}^2} + \frac{U_{NI}^2 \omega^2 C_u^2 L^2}{4} \leqslant I_{ad}^2, \tag{15}$$

sau:

$$P^2 + n^2 \omega^2 C_u^2 L^2 U_{NI}^4 \leqslant 3n^2 U_{NI}^2 I_{ad}^2 \tag{16}$$

La limită relaţia (16) devine:

$$P^2 + n^2 \omega^2 C_u^2 L^2 U_{NI}^4 = 3n^2 I_{ad}^2 U_{NI}^2, \tag{17}$$

cuația care rezolvată conduce la soluția:

$$U_{NI}=\sqrt{\frac{3I_{ad}^2-\sqrt{9I_{ad}^4-4\left(\frac{C_uLP\omega}{n}\right)^2}}{2\omega^2C_u^2L^2}}. \qquad (18)$$

Din relația (18) se poate constata că tensiunea nominală a racordului de IT depinde de tipul constructiv al cablului folosit prin I_{ad} și C_u, de lungimea cablului și de puterea pe care el o transportă.

Exemplu

Pentru: $P=400$ MW, $A=100$ km^2, $U_{NM}=10$ kV, $\gamma=55$ m/Ω mm^2, $S_M=95$ mm^2, $k=5$, $\Delta P_a\%=2$, $L=4$ km, $I_{ad}=290$ A (corespunzător unui cablu trifazat de 110 kV [5]), $C_u=0{,}25$ μF/km [2] se obține relația (11):

$$n=\sqrt[3]{\left(\frac{10^2\cdot400\cdot10^3\cdot10\cdot10^3}{6\cdot5\cdot10^2\cdot2\cdot55\cdot95\cdot10^3}\right)^2}\simeq6,$$

ar cu relația (18):

$$U_{NI}=\sqrt[3]{\frac{3\cdot290^2-\sqrt{9\cdot290^4-4\,(0{,}25\cdot10^{-6}\cdot4\cdot400\cdot10^6\cdot314/6)^2}}{2\cdot314^2\cdot(0{,}25\cdot10^{-6})^2\cdot25}}=99\text{ kV}.$$

Prin urmare adoptarea a 6 posturi de transformare de MT/IT racordate la stațiile de alimentare prin cabluri de 110 kV este corespunzătoare.

CONCLUZII

Lucrarea de față și-a propus să aducă o contribuție la utilizarea tensiunii înalte în rețelele electrice orășenești. Metodele indicate pentru stabilirea numărului de posturi de transformare de IT/MT și a nivelului de IT, au la bază considerente tehnice și permit evaluarea orientativă a acestor mărimi.

Odată cunoscută poziția posturilor de transformare de MT/IT, deci și a distanțelor de la acestea la punctele de alimentare, calculul pentru determinarea valorii treptelor de IT poate fi efectuat exact.

BIBLIOGRAFIE

1. B. D. Aizenberg, *Rețele electrice urbane*, Ed. tehnică București 1963.
2. O. Crișan, *Rețele electrice, Calculul electric*, Litografia IPT 1969.
3. Alimentarea cu energie electrică a marilor aglomerări, Revue General de l'Électricité 1966, nr. 4, vol. 83.
4. * * * Bazele teoretice ale construcției raționale a rețelelor electrice orășenești, București 1962.
5. I.S.P.E., Norme de proiectare a rețelelor electrice urbane, București 1965.

КРИТЕРИИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧИСЛА ПОДСТАНЦИИ И УРОВНЯ НАПРЯЖЕНИЯ В ГОРОДСКИХ СЕТЯХ ВЫСОКИХ НАПРЯЖЕНИЙ

(РЕЗЮМЕ)

В работе трактуется вопрос применения высоких напряжений в городских энергетических сетях. Предлагаемый метод для определения числа подстанций основан на сравнении активной мощности в сетях и допустимой мощности. Метод применим для сетей в которых выполняются определенные частные условия.

В работе трактуется также методика определения уровня напряжения в сетях, которые снажбают подстанцию.

METHOD FOR THE DETERMINATION OF THE NUMBER OF TRANSFORMER POSTS AND OF THE HIGH VOLTAGE LEVEL IN THE HIGH VOLTAGE TOWN NETWORKS

(ABSTRACT)

The present paper is a contribution to the problem of using hogh voltage in the town networks. The method proposed for the determination of the number of transformer posts is based on the comparison betwen the active power loss in the middle voltage network and the admitted power loss. It is applicable only for those networks that accomplish certain.

This paper also contens a method of determination of the voltage level in the feeding cables of the transformer posts. The method is based on the comparison betwen the admitted current and total current of the cable.

CONTRIBUŢII LA STUDIUL CU AJUTORUL CALCULATOARELOR NUMERICE A PORNIRII MOTORULUI SINCRON IN ASINCRON

DE

V. HEŞCA

I. INTRODUCERE

In etapa actuală de dezvoltare a cercetării ştiinţifice s-a ajuns la posibilitatea studierii mai aprofundate a tuturor fenomenelor ce au loc în timpul funcţionării maşinilor electrice, datorită noilor metode şi mijloace de cercetare. Pe de altă parte, reprezentarea maşinilor electrice, prin scheme echivalente, permite analizarea mai completă a influenţei tuturor mărimilor ce caracterizează o maşină electrică.

Lucrarea de faţă constituie generalizarea studiului efectuat în lucrarea [1], care tratează numai cazul pornirii unui motor sincron în asincron fără considerarea excitaţiei.

În prezenta lucrare se analizează variaţia curenţilor la pornirea unui motor sincron în asincron, considerînd diferite moduri de conectare a excitaţiei, cu ajutorul unui calculator numeric.

II. GENERALIZAREA CONDIŢIILOR DE PORNIRE

Studiul are la bază schema echivalentă a maşinii în regim asincron [2] reprezentată în fig. 1.

Semnificaţia indicilor din schemă este următoarea:

- 1 — indicile componentei de succesiune directă a curentului statoric;
- $1'$ — indicile componentei de succesiune inversă a curentului statoric;
- E — indice pentru mărimile din circuitul de excitaţie;
- D şi Q — indici pentru mărimile din circuitul de amortizare după cele două axe;
- rd şi rq — indici pentru reacţia longitudinală şi transversală a indusului;
- σ — indice pentru mărimile de dispersie.

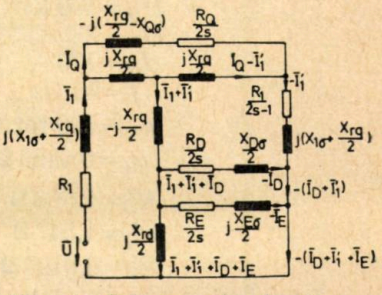


Fig. 1. Schema echivalentă a maşinii.

Prin aplicarea legii II a lui Kirchhoff pentru diferite circuite din schemă, se ajunge la următorul sistem de ecuaţii algebrice liniare cu coeficienţi complecşi :

$$\begin{cases} \left(\bar{Z}_1+j\frac{X_{rd}+X_{rq}}{2}\right)\bar{I}_1+j\frac{X_{rd}+X_{rq}}{2}\bar{I}'_1+j\frac{X_{rd}}{2}\bar{I}_D+j\frac{X_{rd}}{2}\bar{I}_E+j\frac{X_{rq}}{2}\bar{I}_Q=\bar{U} \\ j\frac{X_{rd}-X_{rq}}{2}\bar{I}_1+\left(\bar{Z}'_1+j\frac{X_{rd}+X_{rq}}{2}\right)\bar{I}'_1+j\frac{X_{rd}}{2}\bar{I}_D+j\frac{X_{rd}}{2}\bar{I}_E-j\frac{X_{rq}}{2}\bar{I}_Q=0 \\ j\frac{X_{rd}}{2}\bar{I}_1+j\frac{X_{rd}}{2}\bar{I}'_1+\left(\frac{\bar{Z}_D}{2}+j\frac{X_{rd}}{2}\right)\bar{I}_D+j\frac{X_{rd}}{2}\bar{I}_E=0 \\ j\frac{X_{rd}}{2}\bar{I}_1+j\frac{X_{rd}}{2}\bar{I}'_1+j\frac{X_{rd}}{2}\bar{I}_D+\left(\frac{\bar{Z}_E}{2}+j\frac{X_{rd}}{2}\right)\bar{I}_E=0 \\ j\frac{X_{rq}}{2}\bar{I}_1-j\frac{X_{rq}}{2}\bar{I}'_1+\left(\frac{\bar{Z}_Q}{2}+j\frac{X_{rq}}{2}\right)\bar{I}_Q=0 \end{cases} \quad (1)$$

în care :

$$Z_1=R_1+jX_{1\sigma} \qquad \frac{\bar{Z}_E}{2}=\frac{R_E}{2s}+j\frac{X_{E\sigma}}{2}$$

$$\bar{Z}'_1=\frac{R_1}{2s-1}+jX_{1\sigma}; \quad \frac{\bar{Z}_Q}{2}=\frac{R_Q}{2s}+jX_{Q\sigma}$$

$$\frac{\bar{Z}_D}{2}=\frac{R_D}{2s}+j\frac{X_{D\sigma}}{2}.$$

Ecuaţiile obţinute evidenţiază mersul în asincron al motorului sincron Necunoscutele sînt tocmai curenţii : $\bar{I}_1$, $\bar{I}'_1$, $\bar{I}_E$, $\bar{I}_D$ şi $\bar{I}_Q$ care pot fi exprimaţi sub forma :

$$\begin{aligned} \bar{I}_1&=x_1+jx_2 & \bar{I}_E&=x_7+jx_8 \\ \bar{I}'_1&=x_3+jx_4 & \bar{I}_Q&=x_9+jx_{10} \\ \bar{I}_D&=x_5+jx_6 \end{aligned} \quad (2)$$

Cu ajutorul celor zece ecuaţii ce vor rezulta, se poate determina variaţia fiecărui curent în planul complex.

Spre exemplificare concretă s-a propus analizarea unui motor sincron cu următoarele date :

$P_N=100$ kW
$U_N=380/220$ V
$I_N=170$ A $\qquad U_{EN}=24$ V
$f=50$ Hz $\qquad I_{EN}=130$ A
$n_N=300$ rot/min.
$R_1=0{,}0453\ \Omega$ $\quad X_{1\sigma}=0{,}1679\ \Omega$ $\quad X_{rd}=1{,}1628\ \Omega$
$R'_D=2{,}063\ \Omega$ $\quad X_{D\sigma}=0{,}512\ \Omega$ $\quad X_{rq}=0{,}6589\ \Omega$
$R'_Q=1{,}547\ \Omega$ $\quad X_{Q\sigma}=0{,}384\ \Omega$; $\quad Z_N=1{,}292\ \Omega$
$R'_E=0{,}0199\ \Omega$ $\quad X_{E\sigma}=0{,}826\ \Omega$.

Înlocuind parametrii daţi ai maşinii şi ţinînd cont de (2), rezultă sistemul :

$$
\left.
\begin{array}{l}
0{,}0453x_1 - 1{,}07875x_2 + 0 - 0{,}25195x_4 + 0 - 0{,}5814x_6 + 0 - 0{,}5814x_8 + 0 - 0{,}32945x_{10} = 220 \\
1{,}07875x_1 + 0{,}0453x_2 + 0{,}25195x_3 + 0 + 0{,}5814x_5 + 0 + 0{,}5814x_7 + 0 + 0{,}32945x_9 + 0 = 0 \\
0 - 0{,}25195x_2 + \frac{0{,}0453}{2s-1}x_3 - 1{,}07875x_4 + 0 - 0{,}5814x_6 + 0 - 0{,}5814x_8 + 0 + 0{,}32945x_{10} = 0 \\
0{,}25195x_1 + 0 + 1{,}07875x_3 + \frac{0{,}0453}{2s-1}x_4 + 0{,}5814x_5 + 0 + 0{,}5814x_7 + 0 - 0{,}32945x_9 + 0 = 0 \\
0 - 0{,}5814x_2 + 0 - 0{,}5814x_4 + \frac{2{,}063}{2s}x_5 - 0{,}8374x_6 + 0 - 0{,}5814x_8 + 0 + 0 = 0 \\
0{,}5814x_1 + 0 + 0{,}5814x_3 + 0 + 0{,}8374x_5 + \frac{2{,}063}{2s}x_6 + 0{,}5814x_7 + 0 + 0 + 0 = 0 \\
0 - 0{,}5814x_2 + 0 - 0{,}5814x_4 + 0 - 0{,}5814x_6 + \frac{0{,}0199}{2s}x_7 - 0{,}9944x_8 + 0 + 0 = 0 \\
0{,}5814x_1 + 0 + 0{,}5814x_3 + 0 + 0{,}5814x_5 + 0 + 0{,}9944x_7 + \frac{0{,}0199}{2s}x_8 + 0 + 0 = 0 \\
0 - 0{,}32945x_2 + 0 + 0{,}32945x_4 + 0 + 0 + 0 + 0 + \frac{1{,}547}{2s}x_9 - 0{,}71345x_{10} = 0 \\
0{,}32945x_1 + 0 - 0{,}32945x_3 + 0 + 0 + 0 + 0 + 0 + 0{,}71345x_9 + \frac{1{,}547}{2s}x_{10} = 0
\end{array}
\right\} \quad (3)
$$

Studiul se efectuează în ipoteza că parametrii maşinii rămîn constanţi în tot timpul funcţionării.

Se consideră trei moduri de conectare a înfăşurării de excitaţie:

a) înfăşurarea de excitaţie conectată în scurtcircuit;

b) înfăşurarea de excitaţie conectată pe rezistenţă ($10\,R_E$);

c) circuitul de excitaţie deschis.

Sistemul (3) este scris pentru cazul a). Pentru celelalte două cazuri sistemul se obţine, simplu, prin înlocuirea corespunzătoare a valorii rezistenţei circuitului de excitaţie.

Sistemul de ecuaţii astfel obţinut s-a rezolvat cu ajutorul unui calculator numeric pentru fiecare valoare atribuită alunecării s, cuprinsă între 0 şi 1, corespunzător regimului de motor al maşinii sincrone.

În figurile 2, 3, 4, 5 şi 6 sînt trasate, în planul complex, variaţiile curenţilor în funcţie de alunecare, în perioada pornirii motorului sincron studiat, pentru cele trei moduri de conectare a excitaţiei, utilizîndu-se în acest scop următoarele moduri de reprezentare:

Modul de conectare al excitaţiei	a	b	c
Reprezentarea utilizată	0—•—0—•—0	x——x——x	●———●———●

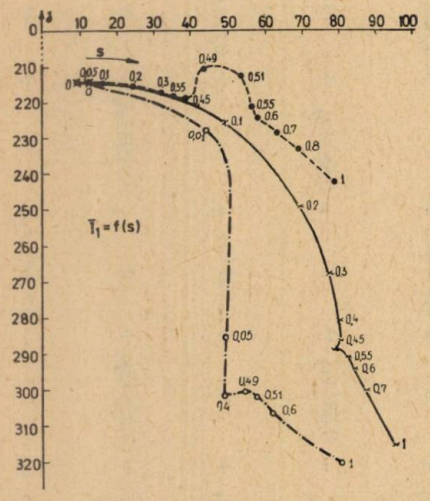


Fig. 2. Curbele curentului $\bar{I}_1$ în funcţie de s.

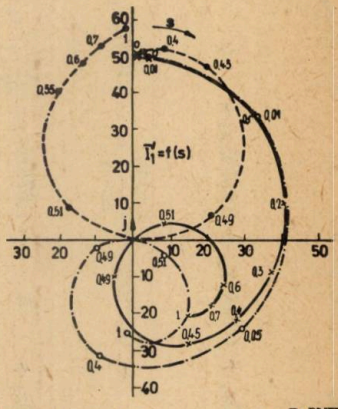


Fig. 3. Curbele curentului $\bar{I}_1'$ în funcţie de s.

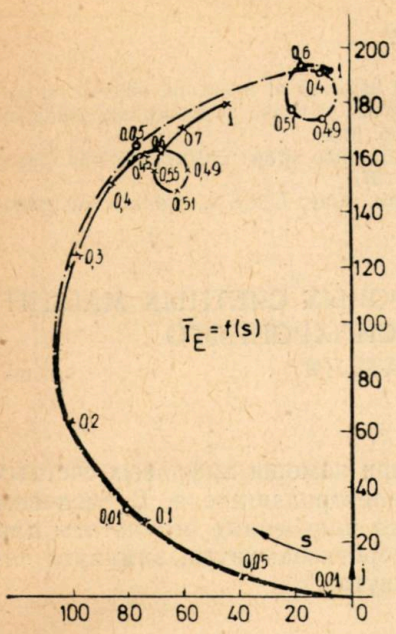


Fig. 4. Curbele curentului $\bar{I}_E$ în funcție de s.

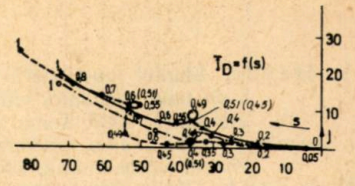


Fig. 5. Curbele curentului $\bar{I}_D$ în funcție de s.

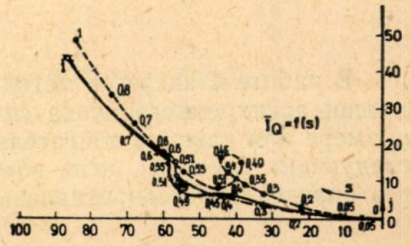


Fig. 6. Curbele curentului $\bar{I}_Q$ în funcție de s.

III. CONCLUZII

1. Analiza concretă efectuată, pentru cercetarea pornirii motorului sincron în asincron, permite cunoașterea cantitativă a raportului curenților ce apar în cazul celor trei moduri de conectare a înfășurării de excitație, la parametrii dați ai mașinii.

2. Cea mai grea pornire, cînd are loc cea mai mare solicitare termică a mașinii, este în cazul cînd excitația este scurtcircuitată.

3. Cea mai ușoară pornire are loc cînd excitația este deschisă. Totuși această metodă nu se recomandă deoarece, mai ales la mașinile mari, pot apare importante supratensiuni la bornele înfășurării de excitație care pot periclita mașina.

4. În cazul pornirii motorului sincron în asincron considerînd cazurile : excitația scurtcircuitată și legată peste o rezistență de protecție dată, curbele determinate arată că, pentru valori mari ale alunecării, nu apar diferențe mari între curenții mașinii. Diferențele devin însă sensibile pentru valori mai mici ale alunecării ($s<0{,}5$) cînd se poate constata ușor efectul favorabil al rezistenței.

BIBLIOGRAFIE

1. V. Heşca, Studiul funcţionării la mersul în gol asincron al motorului sincron cu ajutorul unui calculator cifric. Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului politehnic Timişoara, 1967, Tomul 12(26), Fasc. 2, p. 513.
2. J. Cemus, V. Hamata, Univerzalni model synchronniho stroje. Elektrotechnichy Obzor. Praga, Cehoslovacia, 1959, 48, (7) 353—357.
3. M. I. Postnikov, *Proiectarea maşinilor electrice*. Kiev, U.R.S.S., Editura energetică de Stat, 1952.

К ИЗУЧЕНИЮ ПРИ ПОМОЩИ ЦИФРОВЫХ СЧЕТНЫХ МАШИН АСИНХРОННОГО ПУСКА СИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

(РЕЗЮМЕ)

В работе излагается метод изучения при помощи цифровых счетных машин асинхронного пуска синхронного электродвигателя. В числовом примере для данного двигателя, излагаются полученные результаты для следующих случаев: цепь возбуждения короткозамкнута, замкнута через определенное сопротивление и разомкнута.

BEITRAG ZUR UNTERSUCHUNG MIT HILFE EINES DIGITALRECHNERS DES ASYNCHRONEN ANLAUFS DES SYNCHRONMOTORS

(ZUSAMMENFASSUNG)

In der Arbeit wird eine Methode zur Untersuchung mit Hilfe eines Digitalrechners des asynchronen Anlaifs eines Synchronmotors gezeigt. Für einen gegebenen Motor, werden die Ergebnisse einer numerischen Erläuterung für die Fälle: Erregerwicklung kurzgeschlossen, an einen entsprechenden Widerstand geschaltet und geöffnet, dargestellt.

1973 MAR 2 8

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic Timişoara Seria Electrotehnică	Tom. 15(29)	Fasc. 2.	pag. 145—280	Timişoara	Iulie-Decembrie 1970

I.P.B.T. 1503

475

Lei 15.—